



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VYSOKORYCHLOSTNÍ MOBILNÍ SYSTÉM LTE

HIGH BIT RATE LTE MOBILE SYSTEM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. VLASTIMIL OHERA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. STANISLAV HANUS, CSc.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Vlastimil Ohera

ID: 83400

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Vysokorychlostní mobilní systém LTE

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s architekturou a zpracováním signálů v systému LTE. V prostředí MATLAB vytvořte model systému, umožňující simulaci přenosu signálu v rádiovém prostředí a vyhodnocení chybovosti BER přijímaného signálu v závislosti na poměru C/N resp. C/I.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DOBEŠ, Josef; ŽALUD, Václav. Moderní radiotechnika. 1. vyd., BEN - technická literatura. Praha 2006. 768 stran. ISBN 80-7300-132-2.

[2] Qualcomm Incorporated. 3GPP Long-Term Evolution (LTE). [Dostupný na WWW:
http://www.qualcomm.com/common/documents/white_papers/3GPP_LTE.pdf.

[3] ZYREN, Jim. Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer. [online]. [cit. 2008-08-14].
Dostupný na WWW:
http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Anotace

Cílem diplomové práce bylo seznámit se s architekturou a zpracováním signálu v systémech využívajících vysokorychlostní bezdrátové technologie LTE. Práce se zabývá podrobněji fyzickou vrstvou systému. Dále je zde popsáno srovnání systému LTE a WiMAX a tabulka všech nynějších systémů. Práce obsahuje i informace o testování systému LTE v reálném provozu. Dalším cílem byla tvorba simulace systému LTE ve směru downlink i uplink. Bylo vytvořeno uživatelské prostředí pro snazší nastavení jednotlivých parametrů přenosu a druhu rušení užitečného signálu. Toto prostředí obsahuje ovládání celé simulace a zobrazení naměřených hodnot. Naměřená data byla zpracována do grafů, které znázorňují závislost chybovosti BER na C/N užitečného a rušícího signálu.

Klíčová slova

LTE, SC-FDMA, OFDMA, WiMAX, vydání, modulace.

Annotation

Aim of thesis was to acquaint with architecture and process of signal in systems using broadband LTE wireless technology. Thesis in detail is described physical layer of system. Next there is described comparison of LTE and WiMAX and table with all present systems. Thesis also is contained information about tested LTE system in real traffic. Next aim was created simulation of LTE system in downlink and uplink. Interface was created for easier configuration of each characteristics of transfer and type of interference of useful signal. This interface is contained control of whole simulation and presentation of measured values. Measured data were processed into graphs, which show dependence of error rate BER on C/N of useful and interference signal.

Keywords

LTE, SC-FDMA, OFDMA, WiMAX, Release, modulation.

Bibliografická citace mé práce:

OHÉRA, V. *Vysokorychlostní mobilní systém LTE*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 59 s. Vedoucí diplomové práce Prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Vysokorychlostní mobilní systém LTE jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu mé diplomové práce Prof. Ing. Stanislavu Hanusovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod	10
2. Systém 3GPP LTE.....	11
2.1 Základní vlastnosti LTE	11
2.2 Princip LTE	12
2.3 Přenosové rámce LTE	14
2.4 Princip OFDMA a SC-FDMA	16
2.5 Přiřazení uživatelů na subnosné.....	20
2.6 Latence.....	21
3. Vývoj GSM a UMTS/HSPA.....	22
4. Srovnání LTE a WiMAX.....	24
5. Testování systému LTE v reálném provozu.....	27
6. Simulace systému OFDM v programu Matlab	29
6.1 Simulace modulátoru OFDM	29
6.1.1 Nastavení vstupních parametrů	30
6.1.2 Vstupní datová posloupnost.....	30
6.1.3 Přidání bitů.....	31
6.1.4 Scrambler	31
6.1.5 Převod bitové posloupnosti na dekadickou.....	31
6.1.6 Konstelační mapování	31
6.1.7 S/P převod a přidání nulových nosných.....	32
6.1.8 Převod OFDM signálu do časové oblasti.....	33
6.1.9 Přidání Cyclic Prefix.....	33
6.1.10 Kvadrurní modulátor	33
6.2 Simulace demodulátoru OFDM	35
6.2.1 Demulace signálu a odstranění CP	35
6.2.2 S/P převod, FFT, odebrání nulových nosných, demapování	36
6.2.3 Převod dekadického čísla na binární, descrambler	36
7. Simulace systému SC-FDM v programu Matlab.....	37
7.1 Simulace modulátoru SC-FDM.....	37
7.2 Simulace demodulátoru SC-FDM	38
8. Přenosový kanál	39
9. Uživatelské prostředí	43
10. Zpracování naměřených dat.....	45
10.1 Informace o měření dat.....	45
10.2 Zpracování hodnot naměřených ve směru downlink.....	45

10.2.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu	45
10.2.2 Závislost BER na C/N signálu jiného systému	46
10.2.3 Závislost BER na C/N rušení od okolních buněk	48
10.3 Zpracování hodnot naměřených ve směru uplink	49
10.3.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu	49
10.3.2 Závislost BER na C/N signálu jiného systému	50
10.3.3 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu – více uživatelů	50
11. Závěr	56
12. Použitá literatura.....	57

Seznam obrázků:

Obrázek 2.2.1 OFDM symbol s CP
Obrázek 2.2.2 Zdrojové přiřazení LTE OFDMA ve směru downlink
Obrázek 2.3.1 Přenosový rámec – Typ 1
Obrázek 2.3.2 Přenosový rámec – Typ 2
Obrázek 2.3.3 Detailní zobrazení skladby jednoho slotu
Obrázek 2.4.1 Schéma OFDMA
Obrázek 2.4.2 Frekvenčně - časová reprezentace OFDM signálu
Obrázek 2.4.3 Schéma SC-FDMA
Obrázek 2.4.4 Cyclic Prefix
Obrázek 2.5.1 Módy přiřazení na subnosné
Obrázek 2.6.1 Délka odezvy jednotlivých systémů
Obrázek 3.1 Evoluce systémů využívající TDMA, CDMA a OFDMA
Obrázek 4.1 Vývoj systémů LTE a WiMAX
Obrázek 5.1 Anténa pro LTE Outdoor
Obrázek 5.2 Srovnání testujícího a běžného mobilního adaptéru
Obrázek 5.3 eNode-B pro LTE
Obrázek 6.1.1 Vývojový diagram modulátoru OFDM
Obrázek 6.1.2.1 Vstupní data ve formě obrázku
Obrázek 6.1.2.2 Upravený obrázek určený pro přenos
Obrázek 6.1.6.1 Konstelační diagramy a) QPSK, b) 16-QAM, c) 64-QAM
Obrázek 6.1.7.1 Odhad výkonových spekter signálu a) před modulací, b) po modulaci
Obrázek 6.1.9.1 Skladba OFDM symbolu
Obrázek 6.1.10.1 Impulsní odezva filtru Root raised cosine
Obrázek 6.2.1 Vývojový diagram demodulátoru OFDM
Obrázek 7.1.1 Vývojový diagram modulátoru SC-FDM
Obrázek 7.2.1 Vývojový diagram demodulátoru SC-FDM
Obrázek 8.1 Signál rušený Gaussovským šumem
Obrázek 8.2 Signál rušený šumem a signálem jiného systému a) širokopásmovým, b) úzkopásmovým
Obrázek 8.3 Lokalizované a distribuované mapování u SC-FDMA
Obrázek 8.4 Výkonové spektrum jednoho uživatele v distribuovaném módu
Obrázek 8.5 Výkonová spektra čtyř uživatelů v lokalizovaném módu
Obrázek 9.1 Uživatelské prostředí
Obrázek 9.2 Chybové hlášení
Obrázek 10.2.1.1 Konstelační diagramy přijaté posloupnosti a) vektor zpoždění cest úniků=jednotky pikosekund, b) vektor zpoždění cest úniků =jednotky nanosekund, c) vektor zpoždění cest úniků =jednotky mikrosekund

Seznam tabulek:

Tabulka 2.2.1 Špičkové přenosové rychlosti LTE
Tabulka 2.4.1 Parametry pro strukturovaný přenosový rámec
Tabulka 4.1 Srovnání metod přístupu

Seznam grafů:

Graf 10.2.1.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu ve směru downlink
Graf 10.2.2.1 Závislost BER na nosné signálu jiného systému se šířkou pásma 200 kHz
Graf 10.2.2.2 Závislost BER na nosné signálu jiného systému se šířkou pásma 5 MHz
Graf 10.2.2.3 Závislost BER na C/N signálu jiného systému
Graf 10.2.3.1 Závislost BER na C/N rušení od okolních buněk
Graf 10.2.1.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu ve směru uplink
Graf 10.3.2.1 Závislost BER na C/N signálu jiného systému
Graf 10.3.3.1 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (64-QAM)
Graf 10.3.3.2 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (QPSK)
Graf 10.3.3.3 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (64-QAM)
Graf 10.3.3.4 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (QPSK)
Graf 10.3.3.5 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (rozsah výkonů $<-1;1>$ dB)
Graf 10.3.3.6 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (rozsah výkonů $<-5;5>$ dB)
Graf 10.3.3.7 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (rozsah výkonů $<-1;1>$ dB)
Graf 10.3.3.8 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (rozsah výkonů $<-5;5>$ dB)

1. Úvod

Teoretická část této práce obsahuje základní informace o systému LTE, a to včetně důležitých parametrů. V dalších kapitolách je psáno především o fyzické vrstvě LTE. Je zde popsán princip LTE, OFDMA a SC-FDMA, zvláště pak je vysvětlen způsob přiřazování uživatelů na určité sub-nosné. Práce dále obsahuje srovnání systému LTE s dnes asi největším konkurentem v mobilních sítích se systémem WiMAX mobile. V následující kapitole je v bodech popsáno testování systému LTE v reálném provozu. Po této kapitole je zbytek práce věnován hlavnímu úkolu práce, a to tvorbě simulace systému LTE ve směru downlink i uplink a vyhodnocení naměřených dat. V této části jsou vysvětleny hlavní bloky (funkce) celé simulace, uživatelské prostředí a hlavně přenosový kanál, ve kterém se k užitečnému signálu LTE přidávají různé druhy rušení. Jelikož LTE používá v každém směru přenosu jiný přístup, je závěrečné hodnocení naměřených dat také rozděleno do dvou částí.

2. Systém 3GPP LTE

2.1 Základní vlastnosti LTE

Ačkoliv HSPA a HSPA+ nabízí vysoce účinnou širokopásmovou službu, která by stačila svými parametry ještě několik let, 3GPP pracuje na projektu s názvem Long Term Evolution (dále už jen LTE) jako součást Release 8. Práce na LTE začala v roce 2004, přičemž oficiální práce začaly až v roce 2006. Dokončení specifikace bylo datováno na začátek roku 2008 a první rozmístění LTE by mohlo být již v roce 2009 [2].

Parametry LTE:

- Přenosové rychlosti ve směru downlink až do 326 Mb/s s šířkou pásma 20 MHz.
- Přenosové rychlosti ve směru uplink až do 86,4 Mb/s s šířkou pásma 20 MHz.
- Operace v obou režimech – TDD i FDD.
- Modulace: QPSK, 16-QAM a 64-QAM.
- Škálovatelná šířka pásma až do 20 MHz: 1,4; 3; 5; 10; 15; 20 MHz.
Kanály široké 1,6 MHz se používají v nepárovém kmitočtovém pásmu pro TDD.
- Definovaný kmitočet pro Evropu je 2,1 GHz.
- MIMO - složené antény pro příjem i vysílání.
- Částečné opakované využití frekvencí (Fractional Frequency Reuse).
- Kanálově závislé plánování zdrojů na více nosných (Multicarrier channel-dependent resource scheduling).
- Zvýšená spektrální efektivita.
- Snížena latence k 10 ms. Přechodová doba (nečinnost – aktivní) méně než 100 ms.
- Mobilita je optimalizována pro rychlosti do 15 km/h, vysoký výkon je do 120 km/h, přičemž funkčnost je zajištěna až do rychlosti 350 km/h.
- Až 200 aktivních uživatelů může být na jedné buňce (5 MHz), 400 aktivních uživatelů pro větší šířku pásma.
- Komplexní podpora řízení kvality služby QoS [2].

2.2 Princip LTE

Tento nový systém používá ve směru downlink přístup OFDMA, který je vhodný pro dosažení velkých přenosových rychlostí v širokopásmovém spektru. LTE bude fungovat v různých velikostech rádiového kanálu – od 1,4 do 20 MHz. Ve směru uplink se OFDMA nepoužívá, protože má za následek zvýšení poměru špičkového a průměrného výkonu signálu (Peak to Average Power Ratio - PAPR). Hodnota PAPR činí jistý kompromis mezi výkonovou efektivitou a životností baterie. Z tohoto důvodu LTE používá přístup SC-FDMA, který je dosti podobný OFDMA, ale má o 2 až 6 dB PAPR nižší [2].

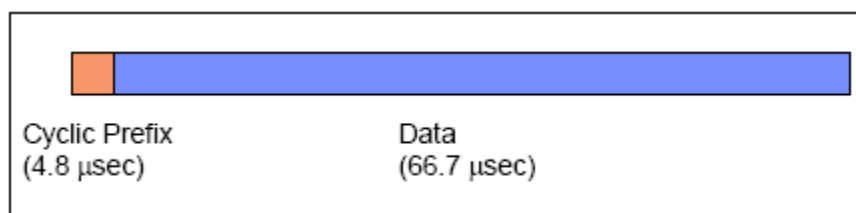
Tabulka 2.2.1 Špičkové přenosové rychlosti LTE [2]

Směr	Konfigurace LTE	Downlink [Mb/s]	Uplink [Mb/s]
Downlink	2X2 MIMO	172,8	57,6
Uplink	16QAM		
Downlink	4X4 MIMO	326,4	86,4
Uplink	64QAM		

Jelikož LTE je vysoce účinný i ve směru uplink, nehodí se tento systém pouze pro přenos dat ale i pro IP telefonování (VoIP). V 10 MHz pásmu dosáhne LTE VoIP kapacitu téměř 500 uživatelů.

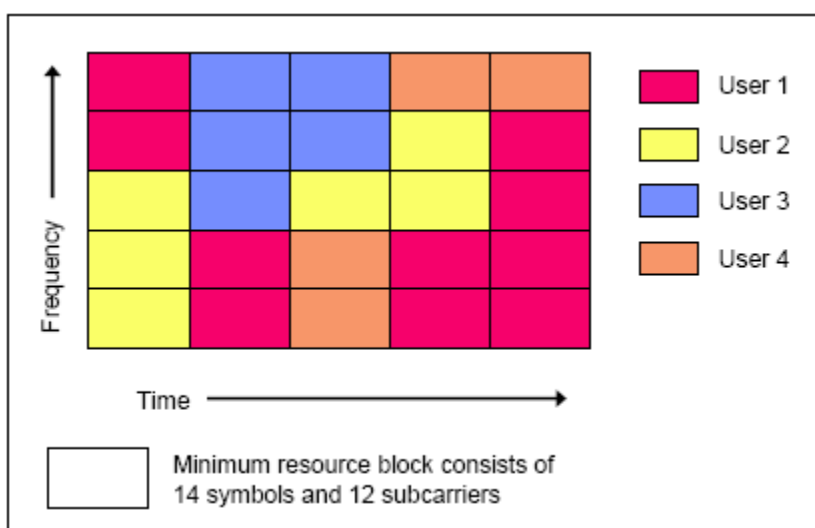
Základní princip OFDM je rozdělit tok dat rychlého přenosu do řady paralelních daleko pomalejších toků dat. Potom je každý úzkopásmový signál přenášen pomocnou nosnou vlnou. V LTE mají pomocné nosné vlny rozestup od sebe 15 kHz. Tento odstup se udržuje bez ohledu na celkovou kanálovou šířku pásma. Počet pomocných nosných je odstupňovaný od 75 v 1,25 MHz (tato šířka kanálu se už nepoužívá) kanále až po 1200 ve 20 MHz kanále. Instituce 3GPP vybrala odstup mezi pomocnými nosnými vlnami 15 kHz proto, aby se vyhnula jakémukoliv snížení výkonu ve vysokorychlostních podmínkách. WiMAX systémy, které využívají nižší odstup pomocných nosných vln (~11 kHz), budou více ovlivněny vysokorychlostními podmínkami než LTE.

Složený signál je získán po IFFT a je prodloužený o tzv. Cyclic Prefix (CP), který obsahuje několik posledních vzorků následujícího OFDM symbolu (Obrázek 2.2.1). CP je v podstatě hlídací čas, během kterého dosáhnou odražené vlny signálu přijímače. To má za následek téměř kompletní vyloučení mezisymbolových interferencí (ISI), které jinak při extrémně vysokorychlostních přenosech dat dělají velké problémy [2].



Obrázek 2.2.1 OFDM symbol s CP [2]

Vícenásobný přístup OFDMA je schopný přiřadit různým uživatelům různé pomocné nosné vlny v průběhu času. Minimální zdrojový blok (Resource block), který může systém uživateli přidělit, se skládá z 12 pomocných nosných po 14 symbolech [2]. Obrázek 2.2.2 ukazuje, jak systém může přiřadit tyto zdrojové bloky různým uživatelům.



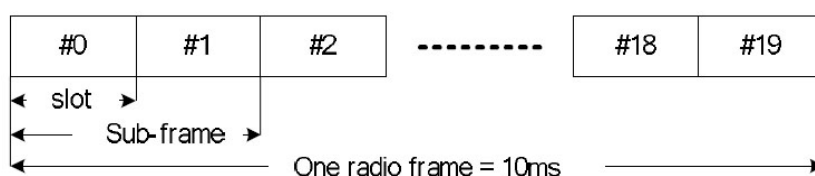
Obrázek 2.2.2 Zdrojové přiřazení LTE OFDMA ve směru downlink [2]

2.3 Přenosové rámce LTE

Přenosy ve směru downlink a uplink jsou organizovány do rámců o době trvání 10 ms. Jsou podporovány dva typy uspořádání rámce:

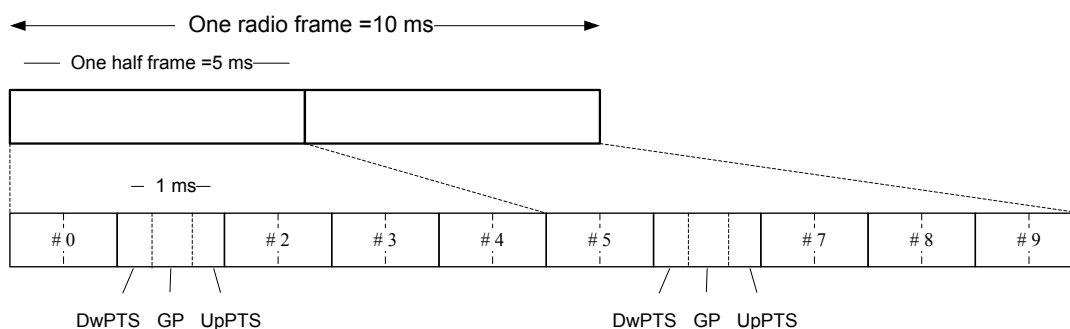
- Typ 1, vhodný pro FDD
- Typ 2, vhodný pro TDD

Uspořádání rámce Typ 1 je na obrázku 2.3.1. Každý rámeček s dobou trvání 10 ms je rozdělen do deseti stejně velkých pomocných subrámců, přičemž každý z nich se skládá ze dvou stejně velkých slotů. Jeden timeslot tedy trvá 0,5 ms. Pro FDD je 10 subrámců určeno pro přenos v downlinku a 10 pro uplink v každém intervalu 10 ms. Uplink a downlink jsou oddělené v kmitočtové doméně [1].

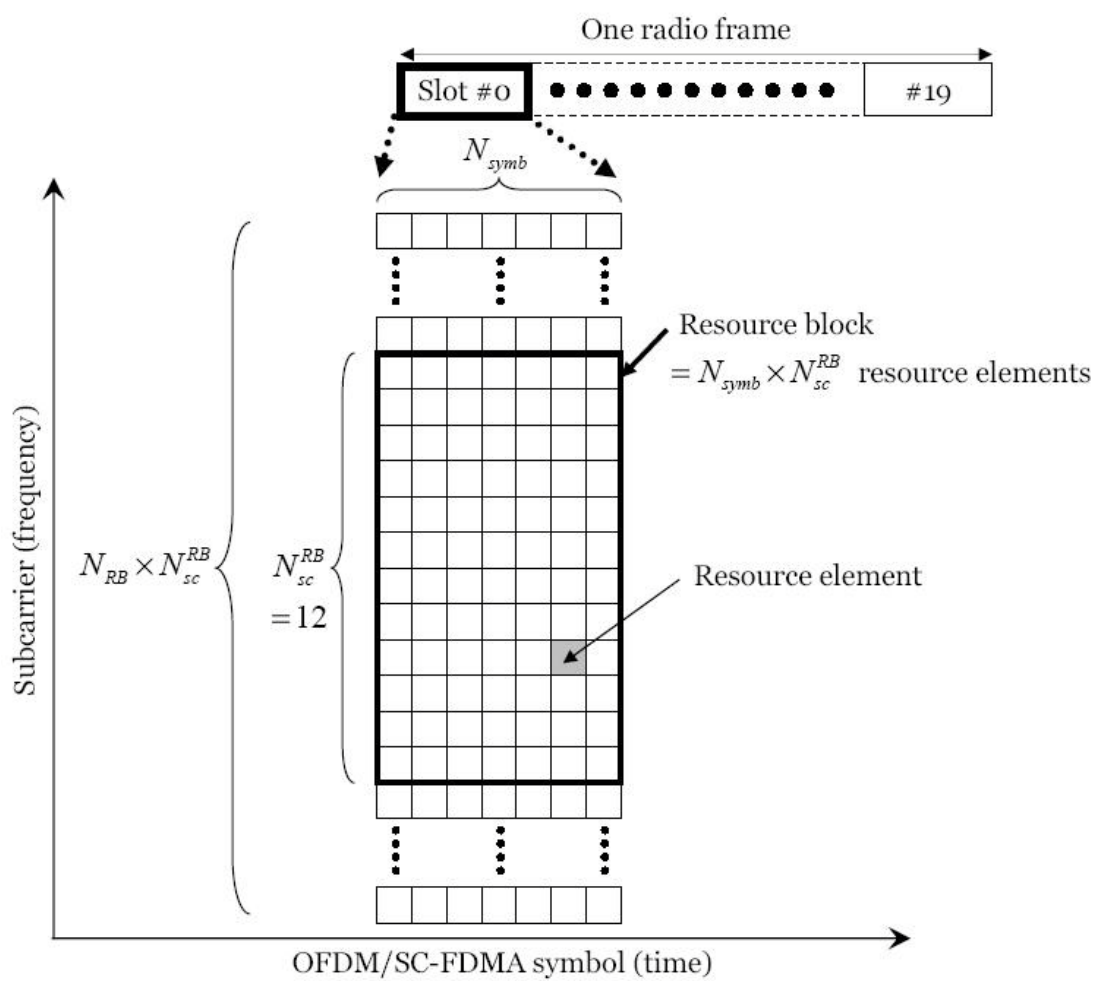


Obrázek 2.3.1 Přenosový rámeček – Typ 1 [1]

Uspořádání rámce Typ 2 je na obrázku 2.3.2. Každý rámeček o délce 10 ms se skládá ze dvou stejně velkých půlrámců. Každý půlrámeček se sestává z osmi slotů délky 0.5 ms a ze třech zvláštních polí: DwPTS, GP a UpPTS. Délka DwPTS a UpPTS je konfigurovatelná do celkové délky 1 ms (DwPTS, GP a UpPTS) [1].



Obrázek 2.3.2 Přenosový rámeček – Typ 2 [1]

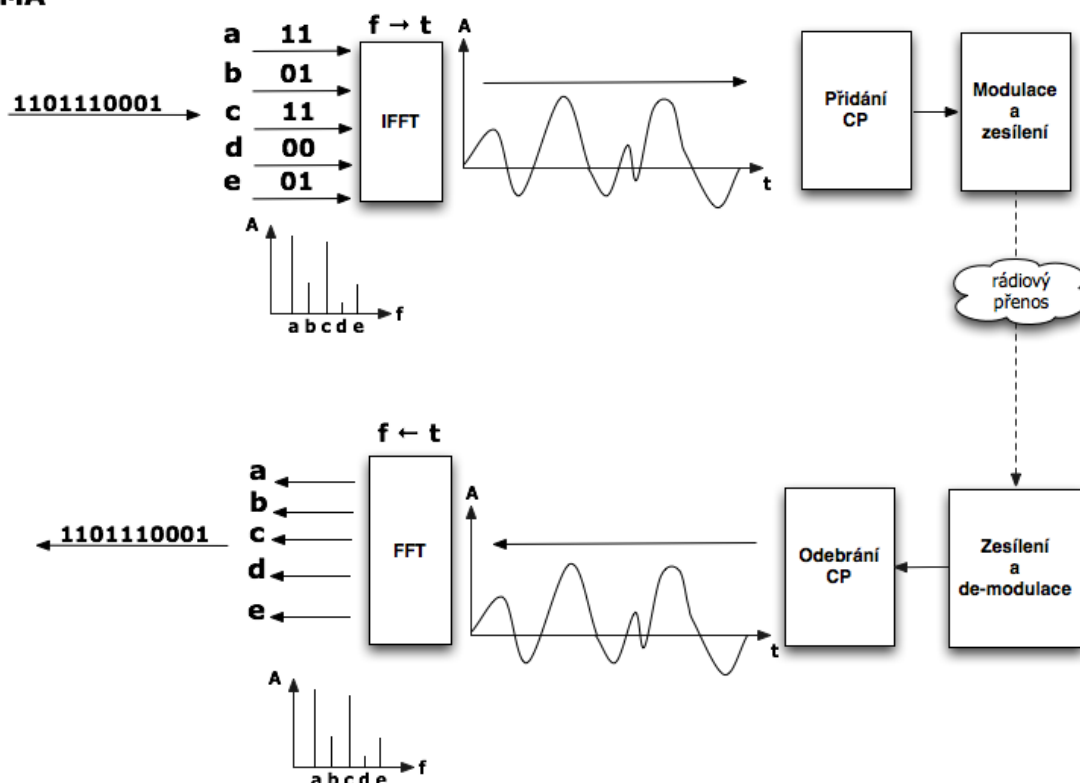


Obrázek 2.3.3 Detailní zobrazení skladby jednoho slotu [10]

2.4 Princip OFDMA a SC-FDMA

OFDMA přenáší data využitím více úzkopásmových subnosných najednou, například 512, 1024 nebo ještě více v závislosti na použité/dostupné šířce pásma pro konkrétní kanál. Jelikož je více bitů přenášeno současně, je také přenosová rychlost na každé subnosné výrazně nižší než výsledná rychlost dat. To je důležité z hlediska praktického použití v rádiovém prostředí, protože to vede k minimalizaci efektu vícecestného zpoždění způsobeného rozdílnými časy příchodu různě odražených signálů na základnovou stanici [3].

OFDMA

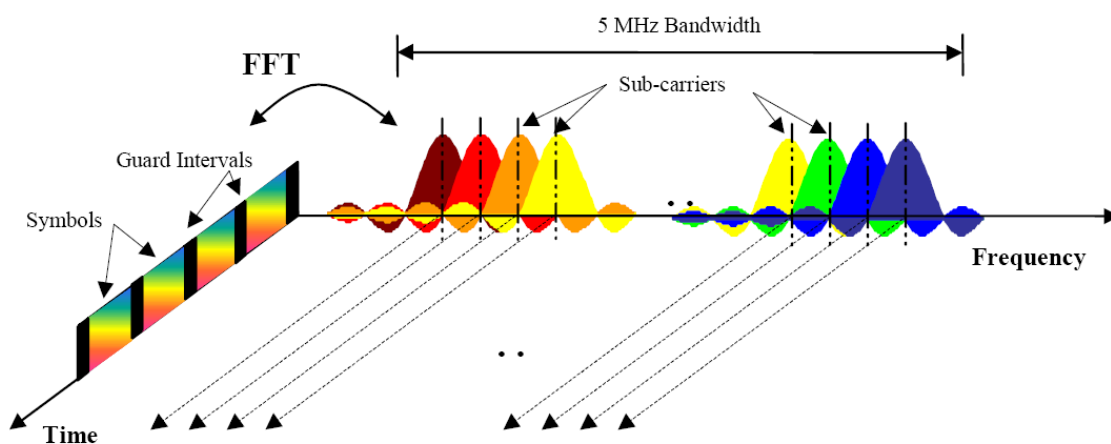


Obrázek 2.4.1 Schéma OFDMA [3]

Ve vysílači jsou přenášené bity seskupeny a přiřazeny k přenosu na jednotlivých frekvencích (tzv. subnosných) – dojde k vytvoření (nebo též rozprostření do) subnosných. V tomto příkladu (obrázek 2.4.1) jsou 2 bity (představující modulaci QPSK) použity k vytvoření takových subnosných. Teoreticky by se měl o každou takovou subnosnou starat zvláštní vysílač, ale protože subnosných je opravdu hodně, není to zrovna praktické řešení. Místo toho nastupuje matematika. Jelikož každá pod-nosná je vysílána na jiné frekvenci, můžeme vytvořit křivku, kde na ose X je frekvence a na ose Y je amplituda každé sub-nosné. Následně je na křivku aplikována inverzní rychlá Fourierova transformace (IFFT), která převede signál z frekvenční oblasti do oblasti časové. Taková křivka pak má na ose X čas a přitom představuje stejný signál, jaký by byl generován separátním

přenosem každé subnosné. Pak už je přidána jen hlavička CP (Cyclic Prefix), signál je modulován na nosnou vlnu, patřičně zesílen a odvysílán. Délka CP je určena podle odstupu jednotlivých pomocných nosných a podle toho, zda je použit prodloužený CP – využíván především v hojně obsazených sektorech sítě (tabulka 2.4.1).

Na straně přijímače je signál nejprve zesílen a demodulován. Výsledný signál je pak převeden rychlou Fourierovou transformací (FFT) - inverzně k předešlému postupu, čas opět nahradí frekvence. Tím dostáváme frekvenčně amplitudový diagram vytvořený původně na vysílači. Na středové frekvenci každé subnosné jsou pak detekční funkcí generovány bity, které zde byly původně zakódovány [3].

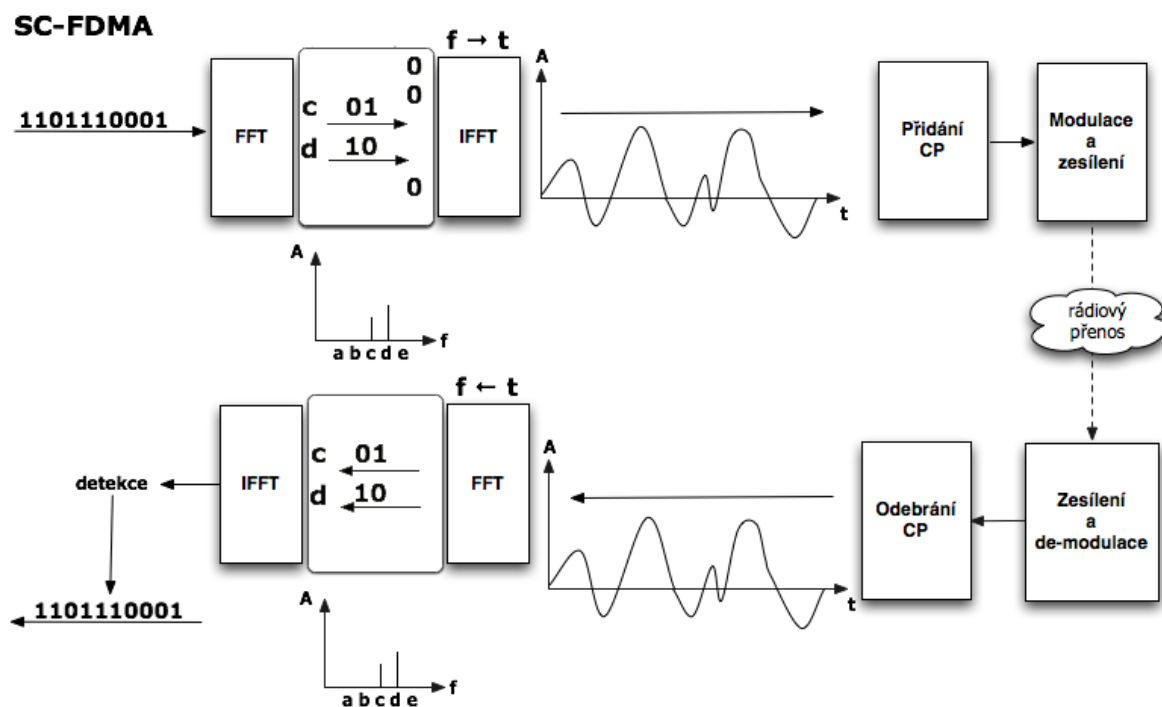


Obrázek 2.4.2 Frekvenčně - časová reprezentace OFDM signálu [7]

Tabulka 2.4.1 Parametry pro strukturovaný přenosový rámeček [7]

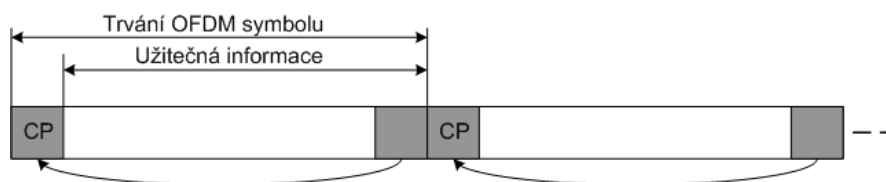
Konfigurace	Počet OFDM symbolů	Délka CP [μ s]
Normální CP $\Delta f = 15$ kHz	7	5,2 μ s pro první symbol
		4,7 μ s pro ostatní symboly
Prodloužený CP $\Delta f = 15$ kHz	6	16,7 μ s
Prodloužený CP $\Delta f = 7,5$ kHz	3	33,3 μ s

SC-FDMA přes své jméno – frekvenčně dělený vícenásobný přístup na jedné nosné (SC-FDMA) – také přenáší data na více subnosných, pouze přidává do celého výše uvedeného procesu další kroky.



Obrázek 2.4.3 Schéma SC-FDMA [3]

Místo toho, aby byly dva bity použity k vytvoření signálu pro subnosné, jako je tomu u OFDMA, rozprostřou se informace přes všechny subnosné. To se udělá následovně: určitý počet bitů (například 2 při QPSK modulaci) se seskupí dohromady. U OFDMA by tato skupina bitů prošla IFFT, v případě SC-FDMA je na ní aplikována rychlá Fourierova transformace (FFT). Výsledkem tohoto postupu je báze dat, která je použita pro vytvoření subnosných. Ty jsou už jako v případě OFDMA převedeny pomocí IFFT z frekvencí na čas. Ne všechny subnosné jsou MS použity a v diagramu jsou udávány jako nula. Tyto subnosné mohou a nemusí být použity jinými MS. Ještě jsou přidány CP, které jsou vlastně hraničním pásmem mezi více bloky a zamezují rušení v rámci bloků při problémech s vícecestnými odrazy, kde jsou jednotlivé přijímané signály časově posunuty. Délka CP je použita stejná jako u OFDMA [3].



Obrázek 2.4.4 Cyclic Prefix [3]

Na straně přijímače je signál demodulován, zesílen, odebrán je CP a výsledek převeden rychlou Fourierovou transformací (FFT) tak, jako u OFDMA. Výsledný amplitudový diagram ovšem není analyzován přímo, aby z něj byla získána přenášená data, ale je na něj aplikována inverzní rychlá Fourierova transformace (IFFT). Výsledkem je signál orientovaný časově, ten je poslán do bloku detektoru, jenž z něj udělá přenášená data. Takto je použit pouze jeden detektor na jedné nosné, místo toho, aby byly detekovány bity na více subnosných.

Toto rozprostírání přidává další nároky jak na straně vysílače, tak přijímače, ale má to velkou výhodu. Snížení PAPR, tedy poměru špičkového a průměrného výkonu. Tento poměr je u samotného OFDMA příliš vysoký, což znamená nejenom vyšší nároky na baterie telefonu, ale také riziko zarušení vlastní sítě zbytečně vysokým vysílacím výkonem MS. Právě použitím SC-FDMA se poměr PAPR významně snižuje, čímž dochází jak k úspoře odběru z baterií, tak k vyšší přenosové rychlosti na uplinku [3].

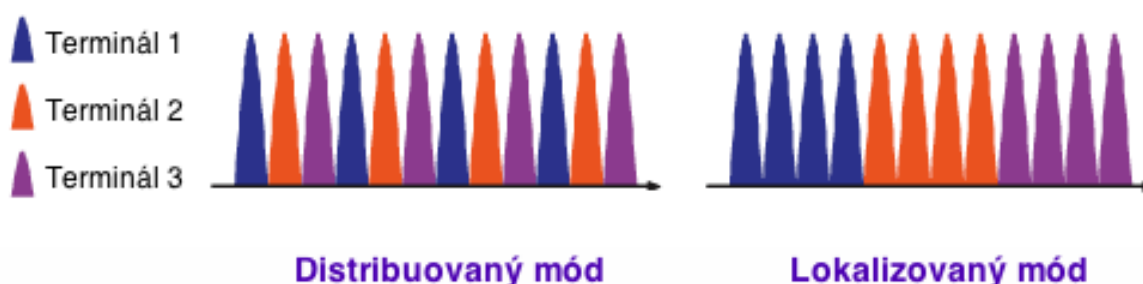
2.5 Přiřazení uživatelů na subnosné

Výše uvedená schémata (obrázek 2.4.1 a 2.4.2) pro jednoduchost předpokládají jednu MS v síti. To ovšem v praxi není právě obvyklá konfigurace, většinou se setkáváme s více MS. Zde je to složitější, protože je třeba patřičně přiřadit uživatele, kteří chtějí ve stejný okamžik odesílat data, na nosnou, tedy správně je rozdělit do subnosných.

V zásadě uvažujeme o dvou základních postupech přiřazení:

- distribuovaný mód - Distributed FDMA (DFDMA)
- lokalizovaný mód - Localized FDMA (LFDMA)

Distribuovaný mód je označován jako Interleaved FDMA (IFDMA). V tomto módu jsou data uživatele rozprostřena do subnosných s intervalem, odpovídající počtu uživatelů (tento interval je konstantní). V lokalizovaném módu jsou data uživatele přiřazena na jednotlivé subnosné bez prokládání. Způsob přiřazování uživatelů na jednotlivé subnosné je zřetelný na obrázku 2.5.1 [3].

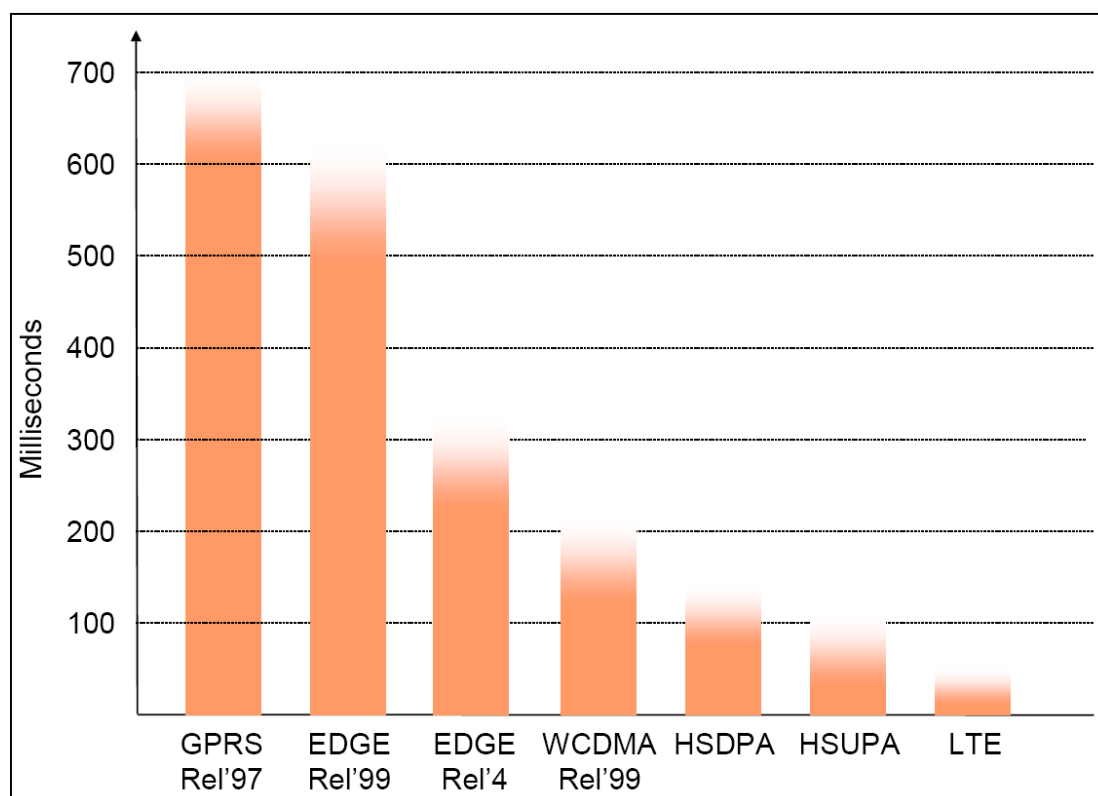


Obrázek 2.5.1 Módy přiřazení na subnosné [3]

Způsob přiřazení uživatelů na subnosné hodně určuje výsledný PARP a také celkovou kapacitu uplink kanálu i kapacitu pro jednoho uživatele. Ačkoliv DFDMA poskytuje nižší PARP a tedy menší interference na uplinku, jeho problémem je tvarování impulsu (pulse shaping). Výzkumy provedené v rámci standardizačního procesu ukazují, že v praxi se lépe osvědčí LFDMA s kanálově závislým plánováním (CDS - channel dependent scheduling), které nabídne větší kapacitu pro uživatele, než DFDMA. V každém případě je ale výsledek DFDMA i LFDMA lepší, než u OFDMA používaného systémem WiMAX [3].

2.6 Latence

Latence přenosu v komunikační síti je definována jako doba RTT (Round-Trip-Time), potřebná k přenosu určitého bloku dat (např. paketu) v uzavřeném okruhu (např. od vysílače k přijímači a zpět). Doba RTT je důležitá v systémech dvojcestné interaktivní komunikace (buňkové telefony, systémy s opakováním přenosu ACK/NAK apod.), kde přímo ovlivňuje propustnost. Může nabývat hodnot od několika mikrosekund (sítě WPAN, WLAN aj.) až po několik desítek milisekund (sítě GSM/EDGE, HSPA, LTE). Latence se zmenšuje se zmenšováním přenosového časového intervalu TTI (Transmission Time Interval). V rádiových systémech jsou data přenášena v blocích, v jejichž rámci jsou kódována a prokládána. Doba potřebná k vyslání jediného bloku určuje RTT. V přijímači musí být přijat vždy celý blok, aby mohl být dekódován a inverzně prokládán. K dosažení vysokého zisku kódování a prokládání je zapotřebí dlouhý interval TTI, avšak systémy s adaptací rádiového spojení vyžadují k rychlé adaptaci parametrů co nejkratší TTI. Následující obrázek ukazuje latenci různých 3GPP technologií [9].



Obrázek 2.6.1 Délka odezvy jednotlivých systémů [2]

Někteří operátoři ohlásili významně nižší hodnoty v sítích používajících jejich zařízení. Například 150 ms pro EDGE, 70 ms pro HSDPA a 50 ms pro HSPA. S dalšími rafinacemi a použitím 2 ms přenosového časového intervalu (TTI) v HSPA ve směru downlink se zdá cíl 25 ms realistický. LTE redukuje latenci dokonce ještě dál a to na jen 5 ms v rádiové části sítě [2].

3. Vývoj GSM a UMTS/HSPA

Vývoj GSM a UMTS/HSPA je vyjádřen v několika stupních označovaných jako 3GPP Release (vydání). Podle specifikací, které tato vydání obsahují, se vyrábí odpovídající hardware.

Přehled jednotlivých vydání:

Release 99: První použitelná verze UMTS. Zvětšení datové propustnosti GSM (EDGE). Většina dnešních sítí jsou založené na Release 99. Poskytuje plnou podporu pro GSM/ GPRS/ EDGE/ WCDMA.

Release 4: Podpora multimediálních zpráv. První kroky k používání IP protokolu v jádru sítě.

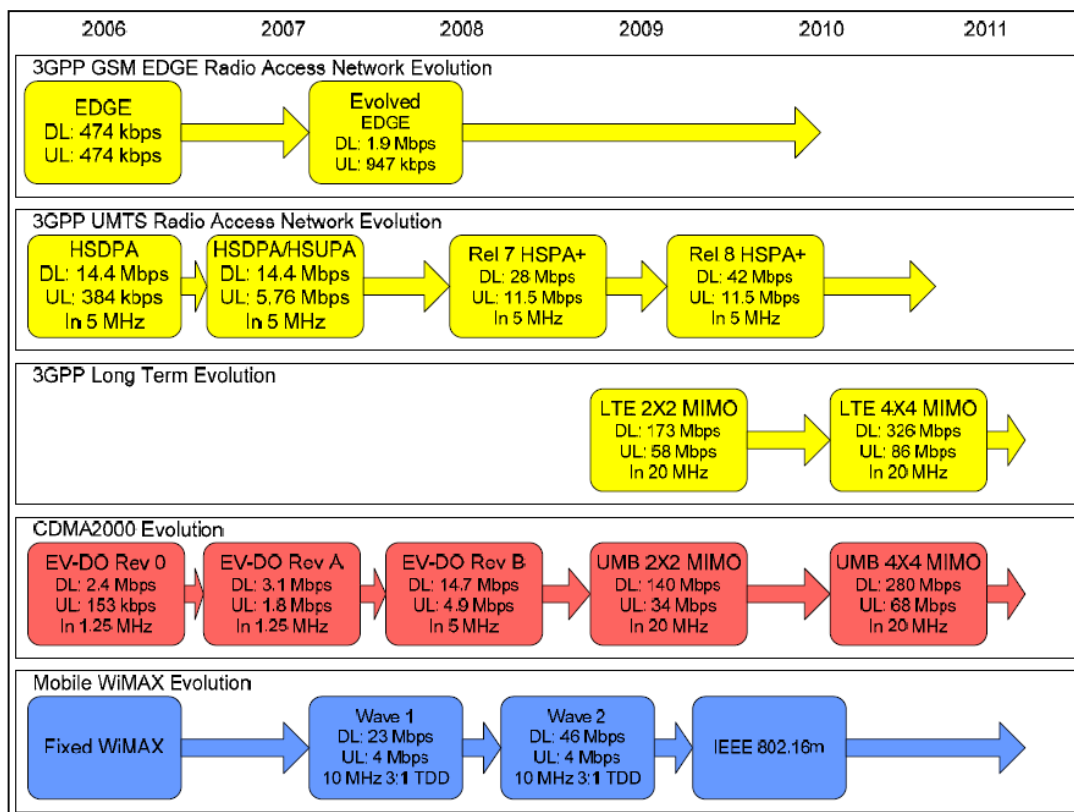
Release 5: Core Network se mění na síť založenou na IP protokolu, což umožňuje rozšířit služby sítě o multimediální služby založené na tomto protokolu. Toto vydání je zásadní. HSDPA

Release 6: Hlavní částí je specifikace Multimedia Broadcast Multicast Service (MBMS). MBMS umožní dodávku jednoho obsahu na více terminálů za použití pouze jednoho radiového zdroje. Jde tedy vlastně o jednosměrnou distribuci obsahu point-to-multipoint. Využití je zejména ve směru TV/Video/Audio. Další klíčovou funkcí je Enhanced Uplink for Dedicated Channels (EUDCH). Tato funkce by měla pro IP transport znamenat zlepšení pokrytí versus průchodnosti a také zpoždění u přenosu dat při odesílání - tedy na uplinku. HSUPA

Release 7: Zajišťuje větší datovou propustnost u GSM s Evolved EDGE. Specifikuje HSPA Evolution (HSPA+), který zahrnuje vyšší stupeň modulace a MIMO. Ve směru downlink je to modulace 64-QAM a ve směru uplink 16-QAM. Dále také toto vydání zajišťuje zlepšení spektrální účinnosti, odolnosti vůči interferencím a zvětšení kapacity.

Release 8: Další HSPA Evolution uvádí simultánní použití MIMO a 64-QAM. Specifikuje OFDMA – 3GPP LTE. Stále ve vývoji.

Je důležité si uvědomit, že 3GPP Release obsahují specifikace pro více technologií. Například Release 7 optimalizuje VoIP pro HSPA, ale také významně zvětšuje datovou propustnost GSM s Evolved EDGE [2].



Obrázek 3.1 Evoluce systémů využívající TDMA, CDMA a OFDMA [2]

4. Srovnání LTE a WiMAX

WiMAX je technologie pro bezdrátový přístup k rozsáhlým datovým sítím typu MAN spadající díky propracovaným technickým specifikacím do 3. generace mobilních technologií pro datové přenosy. Svými vlastnostmi WiMAX předčí mobilní datové technologie 2. a 2,5. generace typu GPRS, CDMA, EDGE a zároveň odsouvá důležitost současně velmi rozšířené bezdrátové technologie Wi-Fi pro malé poskytovatele internetu. WiMAX je výsledkem vývoje nových čipů pro bezdrátové datové přenosy.

WiMAX bývá často nazýván technologií poslední míle, jakýmsi bezdrátovým DSL a v neposlední řadě také bezdrátovou technologií pro metropolitní síť. Tyto ambice jsou dány zejména díky následujícím charakteristikám:

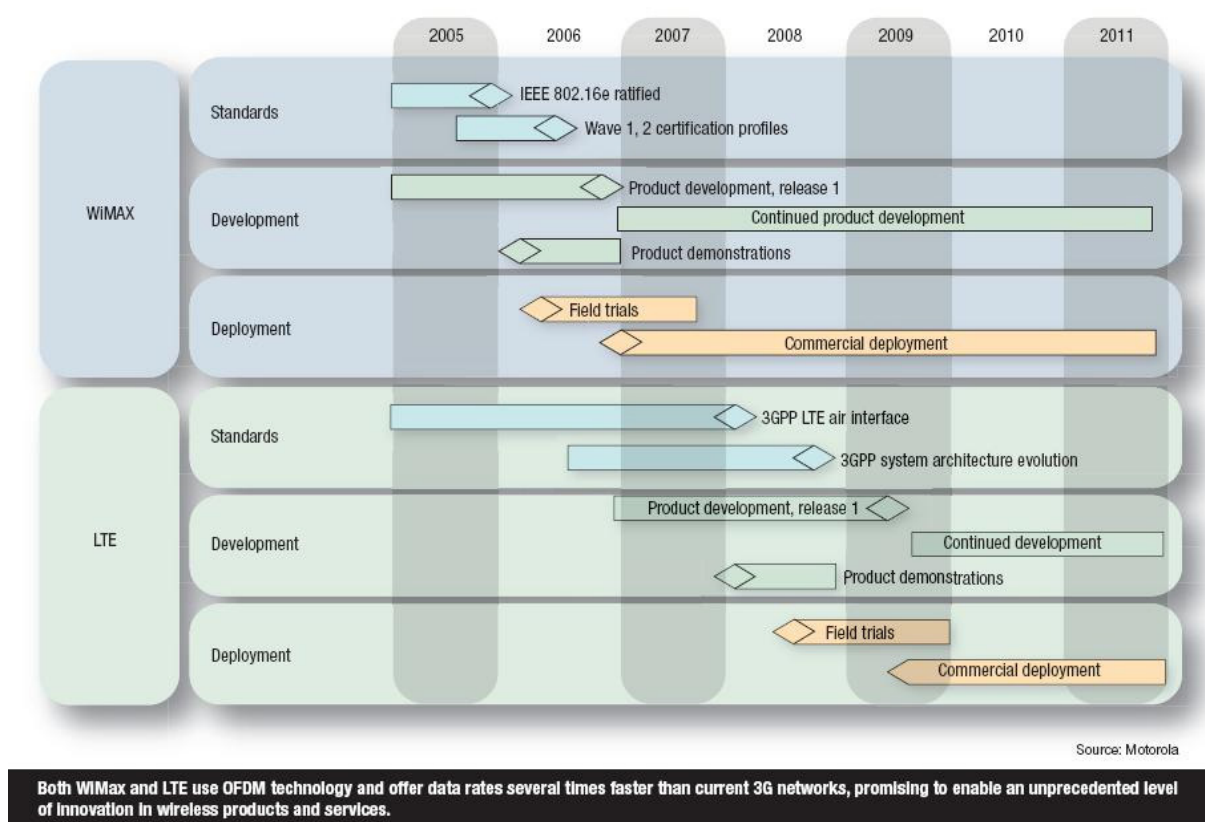
- Buňková infrastruktura podobná GSM síti, existuje vždy jedna nebo více základnových stanic (BS) a s nimi pak komunikují klientské adaptéry.
- Dosah základnové stanice v otevřeném terénu až 50 km, dosah v zastavěné oblasti až 5 km.
- Teoretická propustnost 75 Mb/s, reálná propustnost až 40 Mb/s.
- NLOS - Non Line of Sight = pro připojení uživatelů sítě není třeba přímá viditelnost.
- Velmi propracovaná fyzická vrstva rádiového přenosu s modulací typu OFDM a s širokým rozsahem adaptivních modulací AMC typu QPSK a QAM.
- Podpora řízení kvality služby (QoS), což WiMAX předurčuje pro možnost nasazení IP telefonie.
- WiMAX používá přístupovou metodu TDM/TDMA, což výrazně napomáhá efektivnímu využití kanálů pro každého klienta a dosažení výše uvedené propustnosti.
- Definován systém tzv. chytrých antén.
- Rychlá implementace infrastruktury díky výše popsaným vlastnostem [5].

Mobilní WiMAX a LTE jsou konkurenční technologie, vycházející z jiných principů a přesto sdílející většinu prvků společných, protože jsou určeny pro uspokojení potřeb moderních mobilních uživatelů. Zatímco mobilní WiMAX již nyní komerčně nastupuje, na specifikacích pro LTE se ještě pracuje. Což dává mobilnímu WiMAX stále minimální náskok.

Z technického hlediska je důležité připomenout hlavní styčné body obou technologií: OFDM, Viterbi a turbo akcelerátory pro dopřednou opravu chyb (FEC, Forward Error Correction). Přestože ale používají obě technologie ve směru downlink OFDM, WiMAX optimalizuje maximální využití kanálu pomocí zpracování veškerých informací v širokém kanálu, zatímco LTE organizuje dostupné spektrum v menších částech. WiMAX proto za vyšší využití kanálu platí daň v podobě vyšší energetické náročnosti. Ve směru uplink WiMAX používá energeticky složitější OFDMA, zatímco LTE používá SC-FDMA, což vyplývá z požadavků na výkonnost zesilovače, protože ten je největším odběratelem energie v koncových zařízeních.

Odlíšnost je také ve spektru. Zatímco LTE počítá s kmitočty 2,1/ 2,3/ 2,6 GHz, WiMax pracuje na frekvenci 3,5 GHz (bezlicenčně na 5 GHz). Obě specifikace sice počítají s možným využitím obou režimů FDD a TDD, ale WiMAX se většinou implementuje v režimu TDD, zatímco LTE se zatím přiklání k FDD jakožto skutečnému plnému duplexu.

Rozdíly v obou řešeních kladou značné nároky na výrobce čipů, protože vývoj duálního čipu či čipové sady je velmi obtížný a navíc má i dopady na síťovou infrastrukturu. Z hlediska vývojářů koncových zařízení není mezi LTE a WiMAX jasný vítěz. Existují již zprávy o tom, že firma LG už otestovala komunikátor pro síť LTE. Naopak pro síť WiMAX, která je již v Rusku vystavena, lze už zakoupit komunikátor od společnosti HTC. Důraz se klade na životnost baterie a výkonnost čipu či čipové sady, což jsou kritické veličiny pro úspěch na trhu. Samotné přenosové rychlosti jsou energeticky značně náročné na DSP (Digital Signal Processing). Proto se v této oblasti zvažuje použití softwarové rádiové složky SDR (Software-Defined Radio), což je mediálně oblíbené téma, které ale kvůli vysoké ceně není zdaleka tak využívané. SDR se definuje jako pole obecných procesorů, které všechny funkce provádějí softwarově. Návrháři čipů běžně SDR aplikují, neboť je to jediné řešení umožňující implementovat změny vyplývající z rychle se měnících technických specifikací a norem [4].



Obrázek 4.1 Vývoj systémů LTE a WiMAX [4]

Tabulka 4.1 Srovnání metod přístupu [6]

Standard	Rodina	Primární volby užívání	Vysílací technika	Downlink (Mb/s)	Uplink (Mb/s)	Poznámky
xMAX	xMAX	Mobilní internet	PPM	>100	>50	Ještě ve vývoji
802.16e	WiMAX	Mobilní internet	MIMO SOFDM	70	70	Rychlost je dosažitelná ve velmi malých rozsazích, prakticky 10 Mb/s v 10 km.
HIPERMAN	HIPERMAN	Mobilní internet	OFDM	56,9	56,9	
WiBro	WiBro	Mobilní internet	OFDMA	50	50	Mobilní rozsah (900 m)
iBurst	iBurst 802.20	Mobilní internet	HC-SDMA	64	64	3 – 12 km
EDGE Evolution	GSM	Mobilní internet	TDMA/FDD	1,9	0,9	3GPP Release 7
UMTS W-CDMA	UMTS/3GSM	Mobilní telefon	CDMA / FDD	0,38	0,38	Typické dnešní hodnoty downlinku 2Mb/s, ~200kb/s uplink;
HSDPA + HSUPA				14,4	5,76	
HSPA+			CDMA/FDD/MIMO	42	11,5	
UMTS TDD	UMTS/3GSM	Mobilní internet	CDMA / TDD	16	16	Používáním 16QAM modulací dosahuje podobných rychlostí jako HSDPA + HSUPA
LTE	UMTS/4GSM	Všeobecný 4G	OFDMA / MIMO / SC-FDMA (HSOPA)	326,4	86,4	Pokročilý update, který dovoluje LTE nabízet rychlosti 1 Gb/s
1xRTT	CDMA2000	Mobilní telefon	CDMA	0,14	0,14	Obsolentní (bez reálného uplatnění) EV - DO
EV-DO 1x Rev. 0	CDMA2000	Mobilní Internet	CDMA / FDD	2,45	0,15	Rev. B: N je počet 1.25 MHz velkých částí použitého spektra.
EV-DO 1x Rev.A				3,1	1,8	
EV-DO Rev.B				4,9xN	1,8xN	

5. Testování systému LTE v reálném provozu

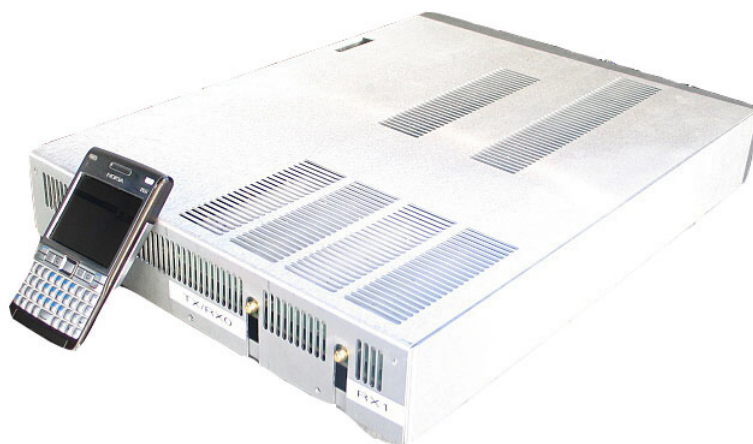
Testování proběhlo v Bonnu, kde byl pokryt úzký pruh sítí LTE. Byl to vlastně první test v reálném provozu na světě, který provedla firma T-Mobile. K testování sítě byly použity tzv. měřicí vozy, kde v průběhu rychlé jízdy dosahovala přenosová rychlost ve směru downlink až 50 Mb/s, přičemž stabilní rychlost byla okolo 30 Mb/s. V opačném směru uplink byla zaznamenána průměrná přenosová rychlost 700 kb/s [8].



Obrázek 5.1 Anténa pro LTE Outdoor [8]

Síťovou technologii pro LTE dodala společnost Nortel a o koncové zařízení se postarala společnost LG. Situace v oblasti koncových zařízení není v dnešní době příznivá. Testující „mobil“ LG má velikost stolního počítače. Aby dokázal zpracovat tak rychlý datový tok, musí jeho procesory chladit tři ventilátory. V nynější době společnost LG úspěšně otestovala prototyp komunikátoru, který je vybaven čipem pro přístup do sítě LTE. Testovaný telefon pracoval se systémem Windows Mobile

a byl vybavený LTE čipem o velikosti 13×13 mm. Rychlost downloadu se pohybovala okolo 60 Mb/s, rychlost uploadu pak okolo 20 Mb/s [8].



Obrázek 5.2 Srovnání testujícího a běžného mobilního adaptéru [8]

Zatím testované LTE funguje v bezlicenčním pásmu. Pro Evropu je nyní stanoven kmitočet 2,1 GHz.

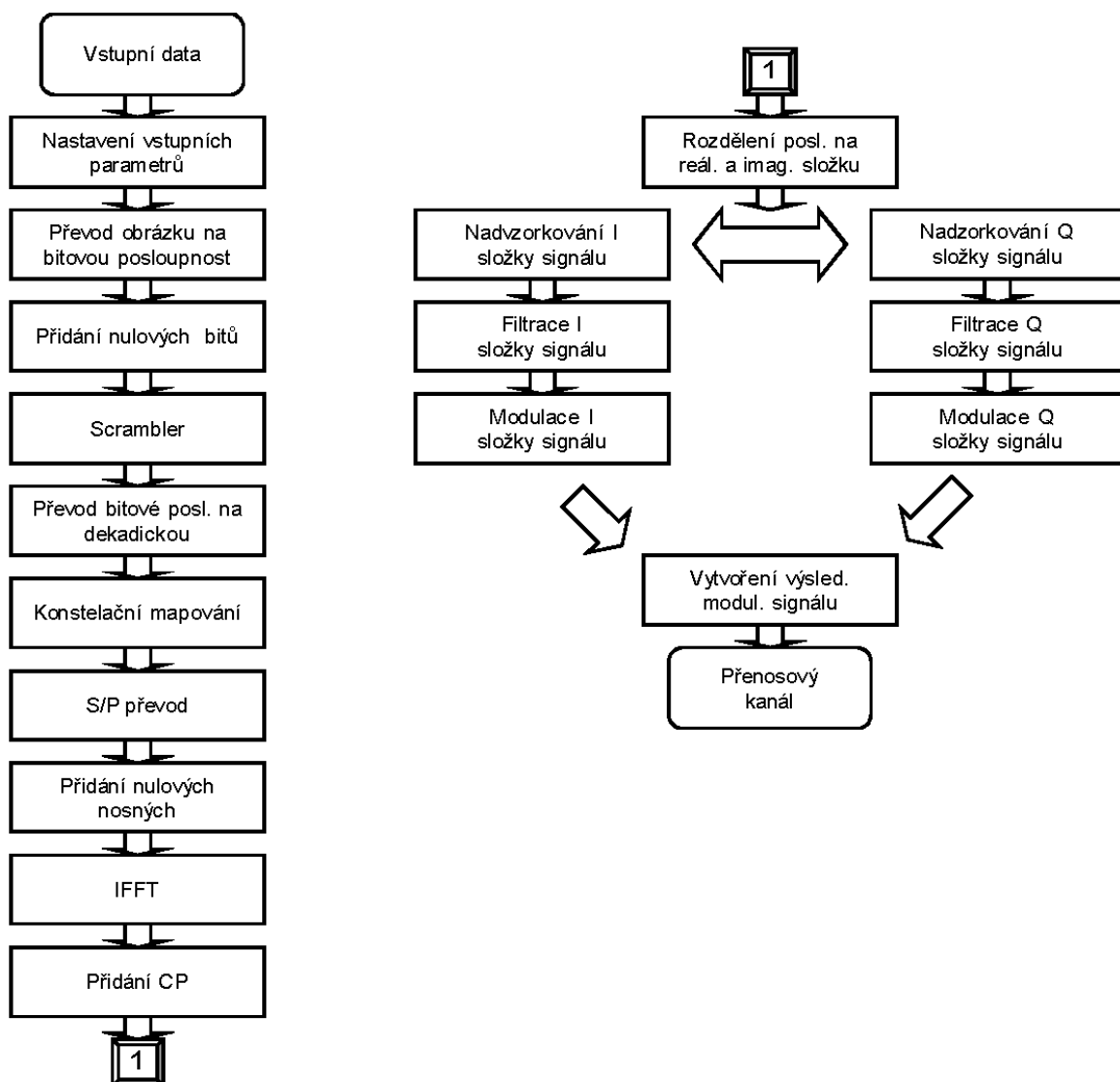


Obrázek 5.3 eNode-B pro LTE [8]

6. Simulace systému OFDM v programu Matlab

6.1 Simulace modulátoru OFDM

V následujících kapitolách bude rozebrána simulace modulace a zpracování vstupních dat pomocí systému OFDM v programu Matlab. Vývojový diagram modulátoru OFDM vytvořené aplikace je znázorněn na obrázku 6.1.



Obrázek 6.1.1 Vývojový diagram modulátoru OFDM

6.1.1 Nastavení vstupních parametrů

Nejprve před samotnou simulací je třeba nastavit parametry celého systému. Lze je rozdělit na parametry dané (symbolová frekvence, odstup nosných, roll-off faktor FIR filtru apod.) a volitelné (počet nosných, vnitřní modulace apod.), které uživatel může měnit.

Mezi prvními parametry jsou frekvence všech signálů. Symbolová frekvence s označením f_s je nastavena na hodnotu 20 MHz. Vyplývá to z ostatních parametrů OFDM u systému LTE. Je-li odstup jednotlivých nosných definován jako 15 kHz a počet nosných 1330, pak musí platit:

$$T_{Sofdm} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15000} = 66,7 \mu s, \quad (6.1.1.1)$$

kde T_{Sofdm} je délka OFDM symbolu a Δf je odstup nosných.

Potom je symbolová frekvence dána vztahem:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{\frac{T_{Sofdm}}{\text{počet nosných}}} = \frac{1}{\frac{66,7E-6}{1330}} = 20 \text{ MHz} \quad (6.1.1.2)$$

Dále je definována frekvence nosné vlny, na kterou bude OFDM signál namodulován. Tuto frekvenci jsem zvolil s ohledem na výpočetní výkon při simulaci – 60 MHz. Vzorkovací frekvence je 9-krát větší než frekvence nosné vlny a přitom 27-krát větší než frekvence symbolová – 540 MHz.

Z takto definovaných parametrů se dále vypočítávají další potřebné parametry pro zpracování signálu (např. počet bitů na symbol).

6.1.2 Vstupní datová posloupnost

Jako vstupní data pro zpracování lze využít vygenerované bitové posloupnosti nebo digitalizovaného obrázku.

Obrázek `urel_logo.jpg` (obrázek 6.1.2.1) je načten příkazem `imread` a převeden na šedotonový. Zde nabývají hodnoty jednotlivých pixelů rozmezí 0-1. Jelikož požadujeme posloupnost binární, provedeme váhování a dostáváme matici nul a jedniček (obrázek 6.1.2.2). Pak už jen převedeme matici na jednořádkovou a dostáváme bitovou posloupnost.



Obrázek 6.1.2.1 Vstupní data ve formě obrázku



Obrázek 6.1.2.2 Upravený obrázek určený pro přenos

6.1.3 Přidání bitů

Tento krok je nutný pro správný běh simulace, nikoliv pro běh systému OFDM. Jelikož vektor vstupních vzorků (bitů) je konečný, musí se zajistit, že bude dělitelný počtem bitů na symbol a zároveň pak musí platit, že počet vytvořených symbolů bude dělitelný $M \times N$ (počet nosných * počet OFDM symbolů). Proto se ke vstupní posloupnosti přidávají náhodné bity, které se na straně přijímače odstraní.

6.1.4 Scrambler

Z obrázku 6.1.2.2 je zřejmé, že ve vstupní posloupnosti bitů získaných z obrázku urel_logo.jpg bude dlouhá část po sobě jdoucích jedniček (bílá barva). Pokud se vstupní data příliš často nemění (dlouhé sekvence stejných hodnot), nemůže tento signál nabývat tak velkého počtu kombinací, a proto některé pozice konstelačního diagramu vůbec nenastanou.

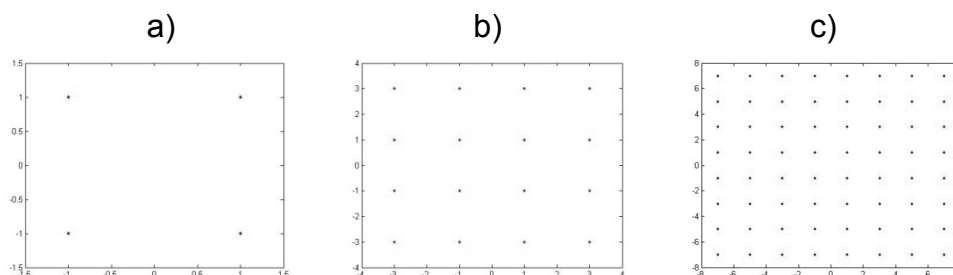
Tomu zabrání tzv. scramblovací obvod, který provádí energetický rozptyl datového toku. Obvod scrambleru provádí sloučení vstupních dat s pseudonáhodnou posloupností pomocí operace xor. Tato funkce narušuje dlouhé sekvence nul a jedniček a tak je vstupní datový signál „znáhodněn“. Pokud v přijímači tento rozptýlený datový tok sloučíme opět se stejnou pseudonáhodnou posloupností, získáme zpět původní posloupnost. Pro zvýšení účinnosti funkce scrambleru se pseudonáhodná sekvence po každé operaci xor bitově posune o jednu pozici a tím se „znáhodňování“ výrazně zlepší.

6.1.5 Převod bitové posloupnosti na dekadickou

Tento krok je pouze přípravou pro konstelační mapování, které vyžaduje v programu Matlab vstupní data nabývající hodnot od 0 do $(P-1)$, kde P je počet stavů dané modulace. Převod je samozřejmě zajištěn pro všechny využívané vnitřní modulace.

6.1.6 Konstelační mapování

Jedním z nejdůležitějších bloků OFDM modulátoru je mapování. Zde se na základě použité modulace vstupní posloupnost převede na posloupnost symbolovou a vytvoří se z ní konstelační diagram. Modulace lze samozřejmě měnit a určovat pomocí ní vlastnosti systému – velká přenosová rychlost a větší náchylnost na rušení (64-QAM) nebo pomalejší přenosová rychlost, s kterou souvisí malá náchylnost na rušení (QPSK).

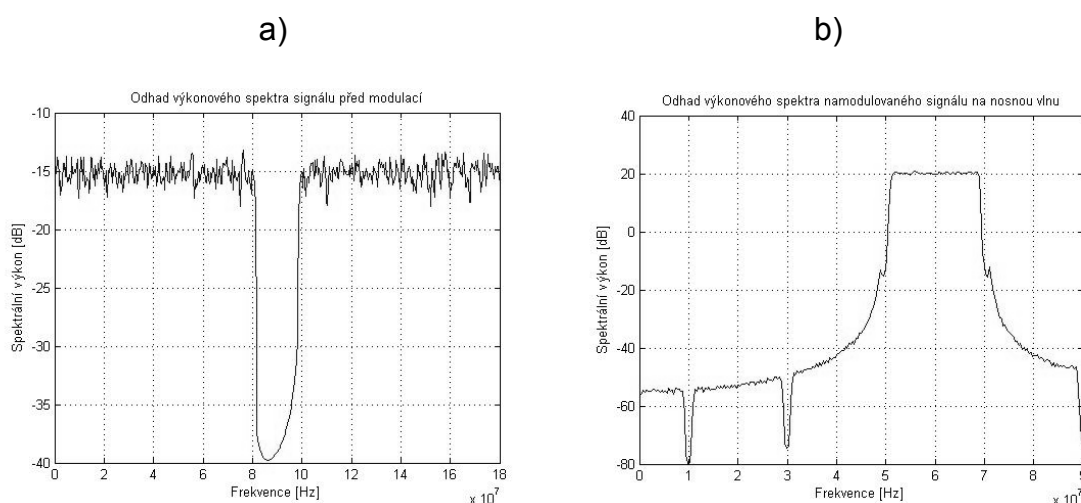


Obrázek 6.1.6.1 Konstelační diagramy a) QPSK, b) 16-QAM, c) 64-QAM

6.1.7 S/P převod a přidání nulových nosných

Do tohoto okamžiku se pracovalo s jednořádkovou maticí vzorků. V tuto chvíli se převede na matici, kde počet řádků koresponduje s počtem nosných a počet sloupců s počtem OFDM symbolů.

Jelikož se pro tuto simulaci nejčastěji používá 20 MHz široký kanál, lze snadno vypočítat maximální počet nosných, které mají odstup 15 kHz. Dle teorie je toto číslo zaokrouhlené na 1330. Z praxe však víme, že pro přenos užitečných dat nelze použít všechny nosné a proto je využito pouze 1200 (pouze pro data, v této simulaci nejsou přenášeny pilotní ani řídicí signály). Zbylých 130 nosných tento program využívá jako ochranné (nulové) a to tak, že 2×65 těchto nosných je uprostřed každého OFDM symbolu. Po amplitudové modulaci na nosnou vlnu je pak vždy polovina těchto nulových nosných (65) na kraji signálu. Nulová nosná s názvem DC pro stejnosměrnou složku je vkládána na začátek OFDM symbolu – po namodulování je potom uprostřed. Vše je znázorněno na obrázku 6.1.7.1. Pro lepší názornost bude dále na všech spektrech použita vzorkovací frekvence pouze 180 MHz.



Obrázek 6.1.7.1 Odhad výkonových spekter signálu a) před modulací, b) po modulaci

6.1.8 Převod OFDM signálu do časové oblasti

Převod signálu do časové oblasti pomocí inverzní rychlé Fourierovy transformace (IFFT) je asi nejzásadnější část zpracování vstupní posloupnosti. Realizace této matematické operace se v Matlabu provede jediným příkazem *ifft*, který matici vzorků signálu ve frekvenční oblasti převede do oblasti časové. Převedeme-li takto vzniklou matici na jednořádkový vektor, získáme výsledný OFDM signál. Tuto operaci provádí frekvenční multiplexer, který není ničím jiným než paralelně-sériovým převodníkem.

6.1.9 Přidání Cyclic Prefix

Délka OFDM symbolu se dále prodlužuje o ochranný interval tzv. Cyclic Prefix. Tento časový interval, jak bylo výše uvedeno, zvyšuje odolnost systému vůči vícecestnému šíření.

Nejprve je zde vypočítána délka jednotlivých CP, kde CP1 je ochranný interval prvního OFDM symbolu a CP2 je interval pro 2. až 7. symbol. Pak už se jedná pouze o přesouvání části vstupního vektoru na jiné místo - nejprve úsek konce následujícího symbolu (CP) a pak teprve následuje samotný OFDM symbol.

V simulaci lze použít normální prefix, který má jinou délku pro první a ostatních šest symbolů, nebo prodloužený prefix, u kterého má všech šest symbolů stejnou délku prefixu. Délka prefixů je daná dle tabulky 2.4.1. Na obrázku 6.1.9.1 je znázorněna skladba OFDM symbolu.

CP	DC	DATA/2	2*NUL	DATA/2
----	----	--------	-------	--------

Obrázek 6.1.9.1 Skladba OFDM symbolu

6.1.10 Kvadrurní modulátor

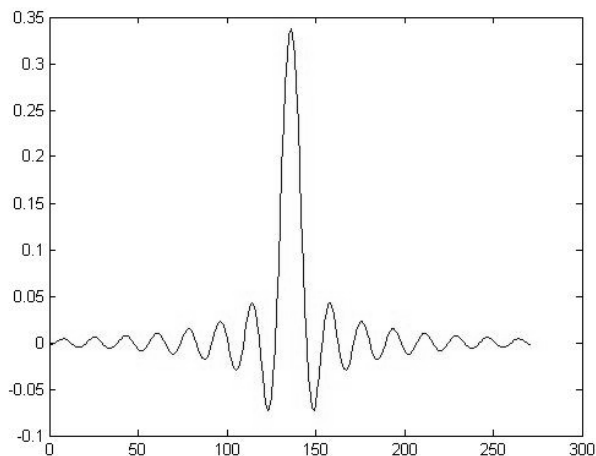
Protože nyní je signál komplexní, je nutné použít kvadrurní modulátor, kterému odpovídají zbývající bloky ve vývojovém diagramu na obrázku 6.1. Abychom mohli vytvořené posloupnosti symbolů namodulovat na nosnou vlnu, je nutné tyto posloupnosti nadvzorkovat. Nadvzorkování se provede příkazem *upsample*, který mezi jednotlivé vzorky signálu vloží $n-1$ nul. Jelikož vzorkovací kmitočet je 27-krát větší než symbolový, bude hodnota $n = 27$. Totéž bude platit i pro imaginární část komplexního symbolu.

Pro funkci modulatorů i demodulatorů je nyní nutné posloupnosti filtrovat vhodným FIR filtrem, který zajistí omezení spektra signálu i potlačení mezisymbolových interferencí. Vybrán byl filtr root raised cosine. Nadefinování impulsní charakteristiky tohoto filtru se provede pomocí příkazu:

$$\text{impcharRRC} = \text{rcosine}(fs, fvz, 'sqrt', \text{rolloff}, \text{delay}), \quad (6.1.10.1)$$

kde fs je symbolová frekvence, fvz vzorkovací frekvence, *'sqrt'* definuje použitý typ filtru root raised cosine, rolloff faktor určuje rozšíření přenosové funkce filtru

a parametr *delay* definuje zpoždění a počet laloků impulsní charakteristiky. Samotná filtrace se pak provede příkazem *filter*, který vstupní signál filtruje podle definované impulsní charakteristiky filtru *impcharRRC* (obrázek 6.1.10.1).

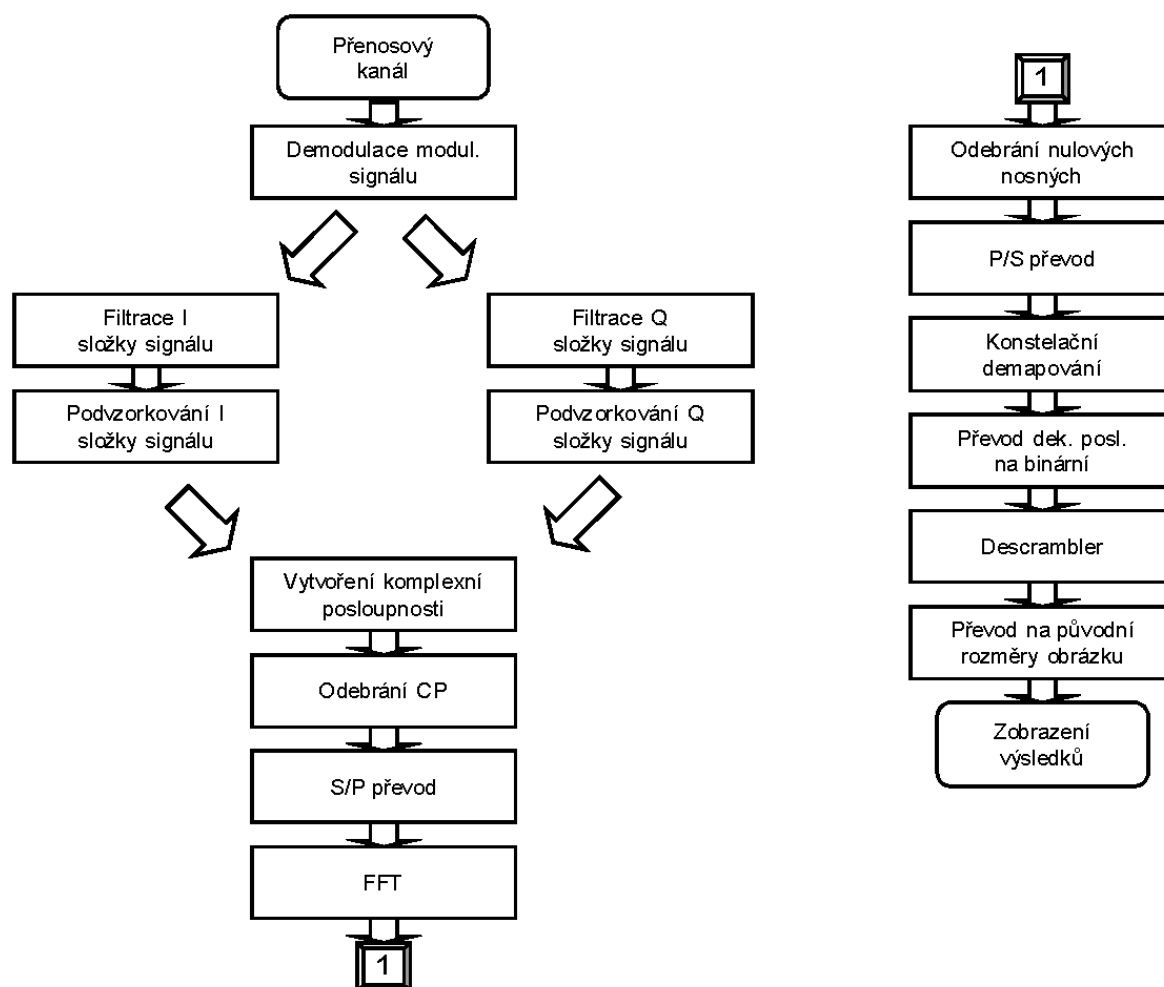


Obrázek 6.1.10.1 Impulsní odezva filtru Root raised cosine

Bloky „Modulace I-složky signálu“ a „Modulace Q-složky signálu“ slouží k namodulování filtrovaných posloupností na nosnou vlnu. Tento krok se provádí násobením signálu v I-větví s nosnou vlnou a signálu v Q-větví s nosnou vlnou posunutou o 90 °. Pak už dochází pouze k sečtení těchto dvou součinů, čímž dostáváme signál, který už můžeme vysílat do přenosového kanálu.

6.2 Simulace demodulátoru OFDM

Vývojový diagram demodulátoru OFDM je znázorněn na obrázku 6.2. Jelikož demodulátor obsahuje inverzní operace výše popisovaného modulátoru, bude popis jednotlivých bloků stručnější.



Obrázek 6.2.1 Vývojový diagram demodulátoru OFDM

6.2.1 Demodulace signálu a odstranění CP

Z namodulovaného signálu získáme zpět OFDM signál pomocí kvadrurního demodulátoru. Demodulace a zároveň rozdělení signálu na I-složku a Q-složku se provádí násobením modulovaného signálu opět se signálem nosné vlny (I-složka) a signálem nosné vlny posunutým o 90° (Q-složka). Takto demodulované signály je nutné znovu filtrovat stejným filtrem, jaký byl použit ve vysílači a poté jej ještě n -krát podvzorkovat. Takto získáváme zpět původní posloupnost komplexních symbolů.

Tato posloupnost obsahuje přidaný CP, kterého se zbavíme jednoduchým cyklem, v němž se ze signálu vybírají pouze užitečné informace.

6.2.2 S/P převod, FFT, odebrání nulových nosných, demapování

Protože je signál stále v časové oblasti, čemuž odpovídá v programu jednořádková matice, musí se pro další operaci převést na matici $M \times N$ (M - počet nosných, N – počet OFDM symbolů).

Pro převod z časové oblasti do frekvenční se využije rychlá Fourierova transformace (FFT). Uprostřed OFDM symbolu jsou nyní ochranné nosné, které pro další výpočty nejsou potřeba. Jejich odebrání je řešeno vyjmutím požadovaných dat z matice.

Po tomto úkonu převedeme matici opět na jednořádkovou. Pro získání bitové posloupnosti ze symbolové použijeme příkaz *qamdemod* se stejnými parametry jako u mapování.

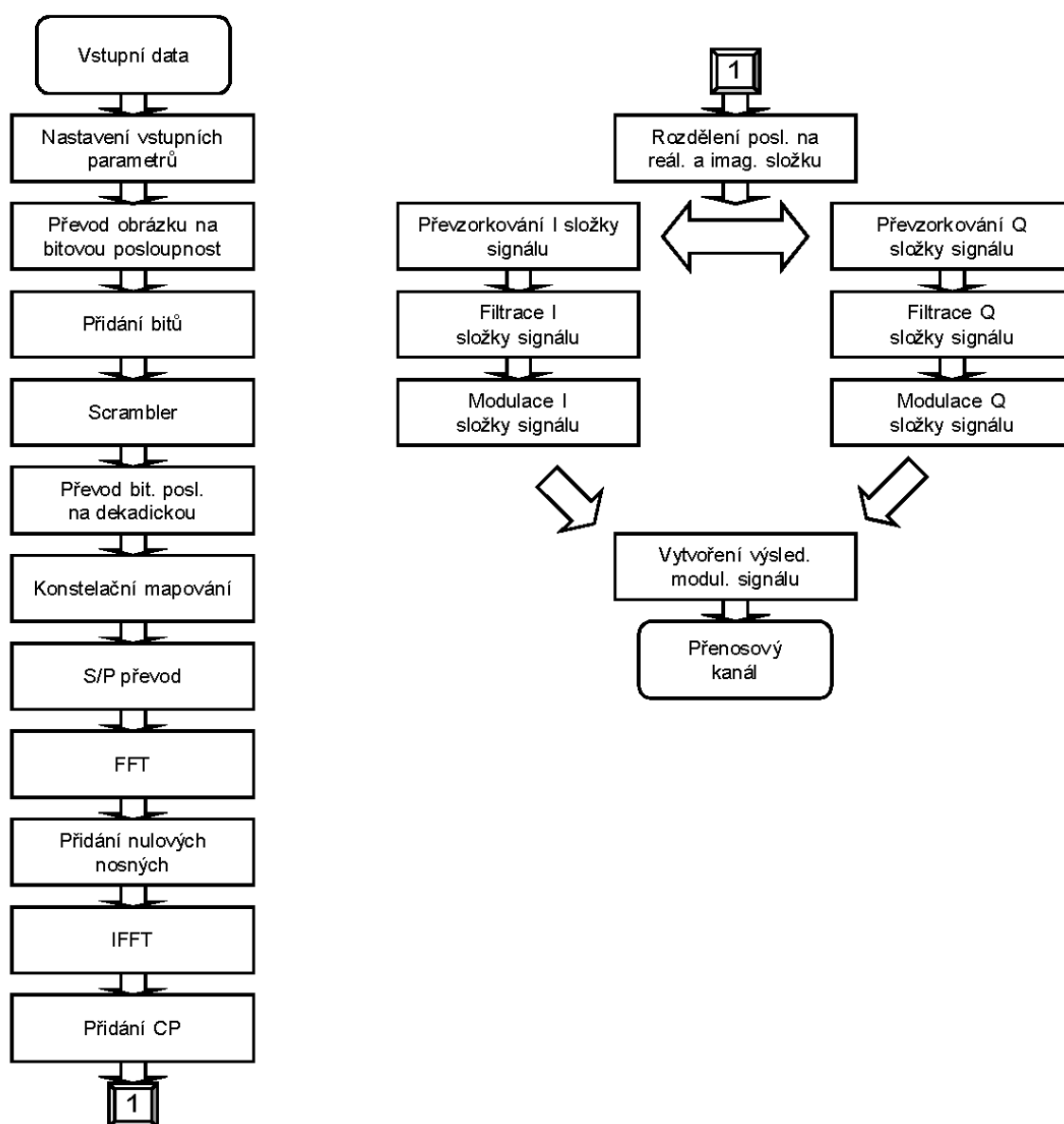
6.2.3 Převod dekadického čísla na binární, descrambler

Jako vstupní data byla použita bitová posloupnost, proto je třeba provést zpětný převod dekadické posloupnosti na binární. Protože byl použit v modulátoru scrambler, musí se datová posloupnost sloučit se stejnou pseudonáhodnou posloupností pomocí operace xor. V tuto chvíli už stačí jednořádkovou matici převést na rozměry původního obrázku. Zobrazení přenesených dat ve formě obrázku slouží jako přehledné zobrazení chybovosti přenosu.

7. Simulace systému SC-FDM v programu Matlab

7.1 Simulace modulátoru SC-FDM

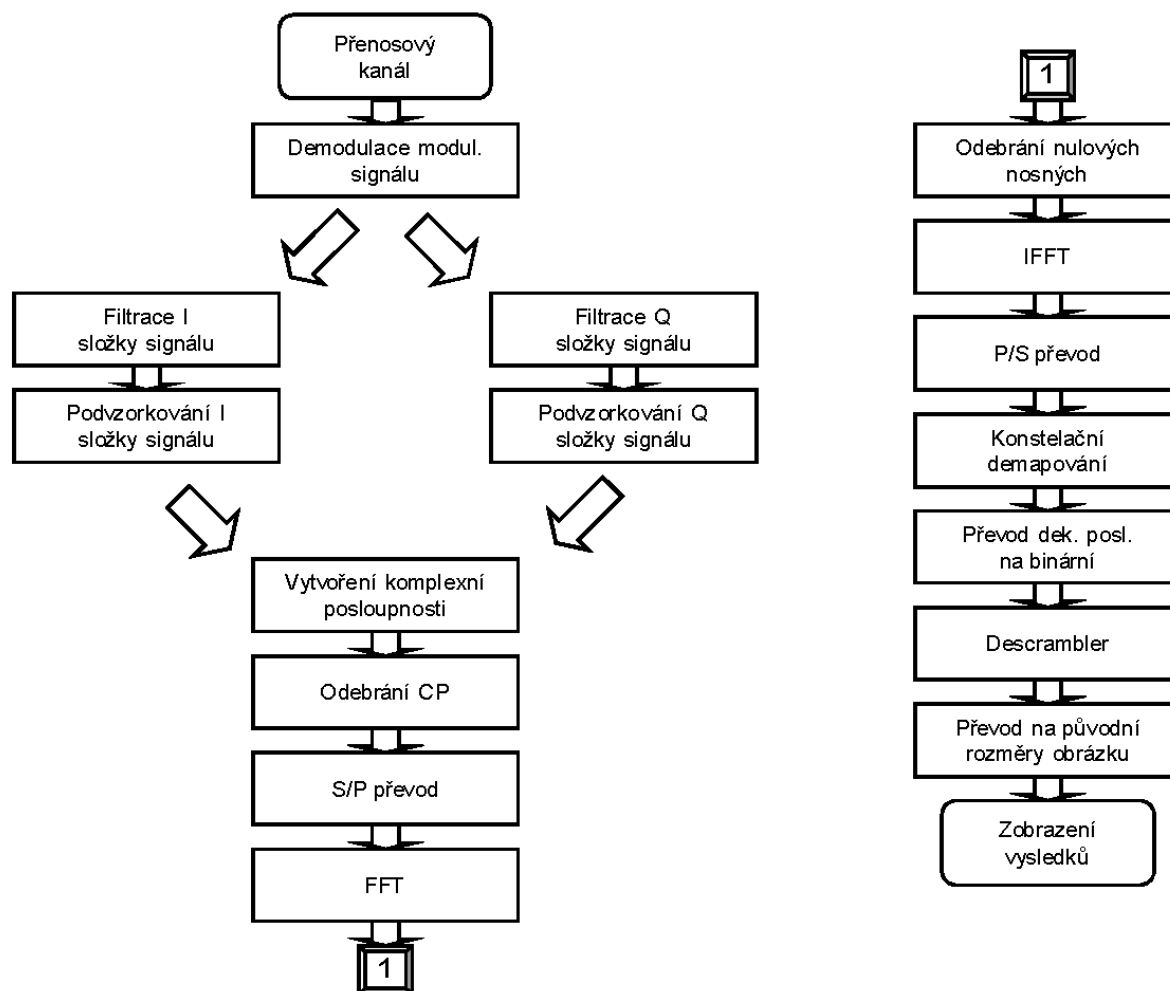
Jak znázorňuje obrázek 7.1 a jak je uvedeno výše v teoretické části, modulátor SC-FDM se od OFDM liší především a jenom v použití nejprve inverzní rychlé Fourierovy transformace (IFFT) a pak ještě rychlé Fourierovy transformace (FFT). Ostatní operace v programu jsou totožné jako v předcházející kapitole.



Obrázek 7.1.1 Vývojový diagram modulátoru SC-FDM

7.2 Simulace demodulátoru SC-FDM

Pro demodulátor SC-FDM (obrázek 7.2) platí to samé jako pro modulátor. Nejprve je použita inverzní rychlá Fourierova transformace (IFFT) a pak rychlá Fourierova transformace (FFT). Ostatní operace jsou obdobné jako u demodulátoru OFDM.

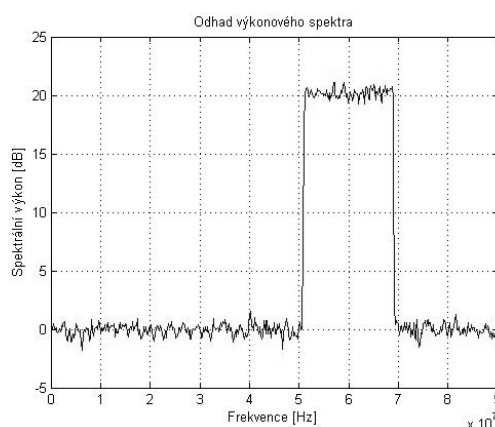


Obrázek 7.2.1 Vývojový diagram demodulátoru SC-FDM

8. Přenosový kanál

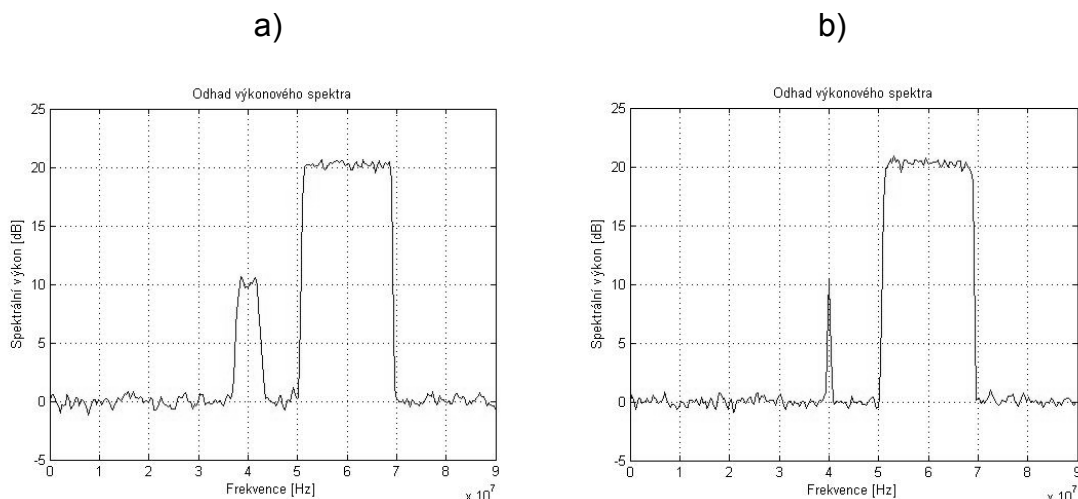
Mezi modulátorem a demodulátorem v simulaci je přenosový kanál, kde na užitečný signál působí různé rušivé vlivy. V této simulaci lze použít jako zdroj rušení ve směru downlink Gaussovský šum, signál jiného systému nebo rušení od sousedních buněk. Ve směru uplink samozřejmě odpadá rušení okolních buněk a ke zbývajícím dvěma vlivům je přidáno rušení od ostatních uživatelů. V simulaci jsou všechny výkony v jednotkách dB vztaženy k 1 W.

Gaussovský neboli bílý šum se stálou spektrální hustotou jsem aplikoval pomocí kanálového modelu AWGN (Additive White Gaussian Noise). Zde jsem nastavil hodnotu SNR, která odpovídá hodnotě C/N v uživatelském prostředí, a hodnotu výkonu užitečného signálu pro správné určení odstupu signálu od šumu. V této simulaci je použit pouze AWGN model, protože dosud pro systém LTE nejsou stanovené vektory zpoždění a zisku cest úniků a není přesně určeno, která ekvalizace se použije. Vyzkoušel jsem použít Riceův model kanálu bez Dopplerova posuvu a vektory úniků definované pro jiné systémy, ale bez ekvalizace nebylo možné se dostat na přijatelné hodnoty BER.



Obrázek 8.1 Signál rušený Gaussovským šumem

Dalším zdrojem rušení může být signál jiného systému. Signál tvoří náhodná data s modulací 64-QAM. Tento signál může být zvolen jako úzkopásmový – 200 kHz nebo širopásmový – 5 MHz. Nosná vlna signálu je zadávána v uživatelském prostředí. Aby se tento rušící signál dal sloučit se signálem užitečným, musí mít oba stejnou vzorkovací frekvenci. Z toho plyne, že simulace s úzkopásmovým rušícím signálem bude trvat déle – větší nadvzorkování. I zde lze libovolně nastavit C/N – odstup užitečného signálu od rušícího. Na obrázku 8.2 je znázorněno spektrum užitečného a rušícího signálu (rušící signál je pro názornost modulován na vedlejší nosnou).



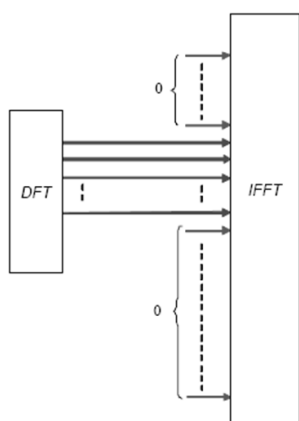
Obrázek 8.2 Signál rušený šumem a signálem jiného systému a) širokopásmovým, b) úzkopásmovým

Dosavadní dvě volby rušení jsou možné použít u obou směrů přenosu (downlink, uplink). Rušení od okolních buněk LTE lze samozřejmě použít pouze ve směru downlink. Naopak rušení od ostatních uživatelů sítě se uplatní ve směru uplink.

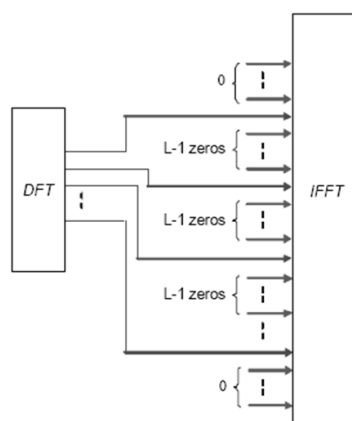
Rušení od okolních buněk LTE je řešeno tak, že se namoduluje sedm signálů (jedna buňka, na které měříme, a ostatních šest sousedících), přičemž šest signálů, které simulují rušení, mají daleko nižší spektrální výkon. Jelikož terminál nebývá uprostřed měřené buňky (náhodné umístění), musí mít okolní buňky v místě měření nutně různý výkon. Proto simulace nastaví (náhodně) okolním buňkám rozdílné hodnoty výkonu a to v rozmezí $C/N \pm 5$ dB, kde C/N je odstup měřené buňky od rušících.

Pokud se v uživatelském prostředí vybere rušení více uživateli, odkryje se další položka, kde lze vybrat, v jakém módu bude systém ve směru uplink pracovat. Podstata tohoto rušení vychází z toho, že všichni uživatelé nevysílají se stejným výkonem, a proto mobilní stanice se zvýšeným výkonem může rušit ostatní uživatele. Na obrázku 8.3 je znázorněné mapování SC-FDMA v jednotlivých módech.

Lokalizovaný mód

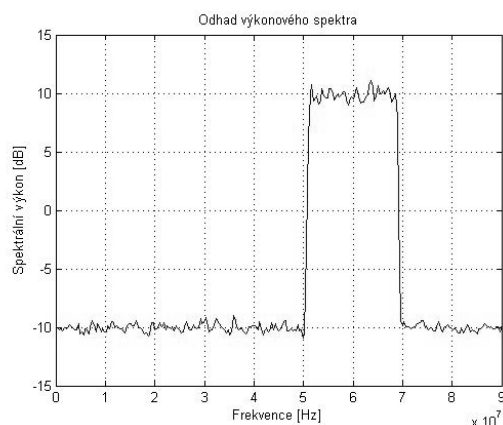


Distribuívaný mód
(L -počet uživatelů)



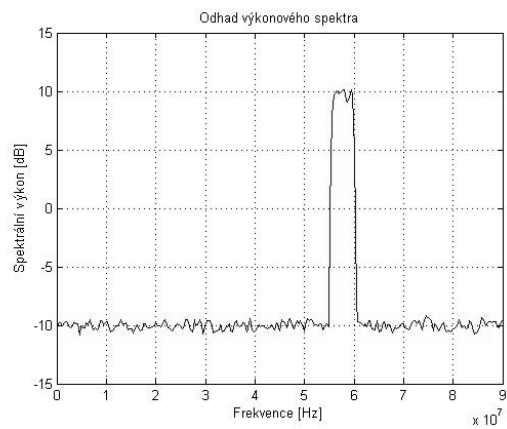
Obrázek 8.3 Lokalizované a distribuované mapování u SC-FDMA

Z předešlého obrázku je zřejmé, jak budou vypadat spektra signálu v jednotlivých módech. U lokalizovaného módu se bude jednat o několik (podle počtu uživatelů) užších pásem, u distribuovaného módu se šířka pásma od základní nemění, avšak spektrum bude ovlivněné vloženými nulami. Následující obrázek 8.4 zobrazuje spektrum signálu jednoho uživatele (z celkových čtyř uživatelů) využívající distribuovaný mód. Ostatní uživatelé mají podobná spektra. Na obrázku 8.5 jsou znázorněna spektra jednotlivých uživatelů využívající mód lokalizovaný. Na vstupu demodulátoru je pak jeden širokopásmový signál.

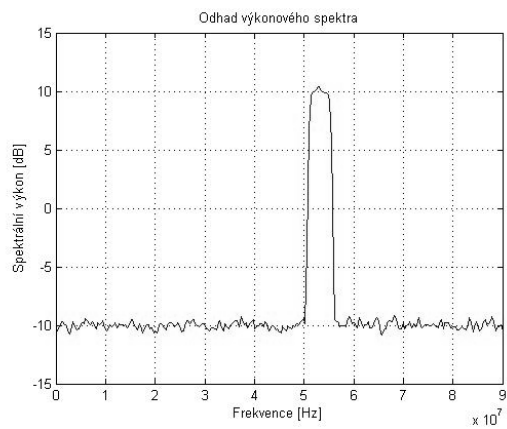


Obrázek 8.4 Výkonové spektrum jednoho uživatele v distribuovaném módu

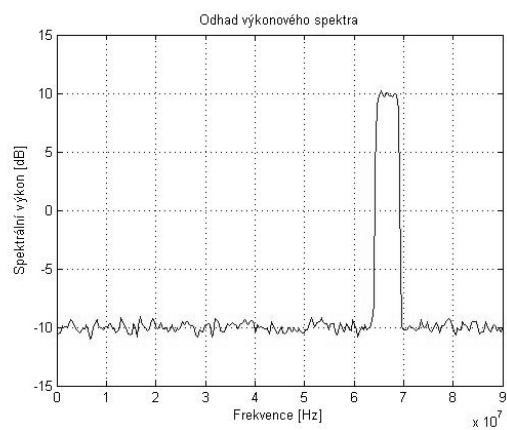
1. uživatel



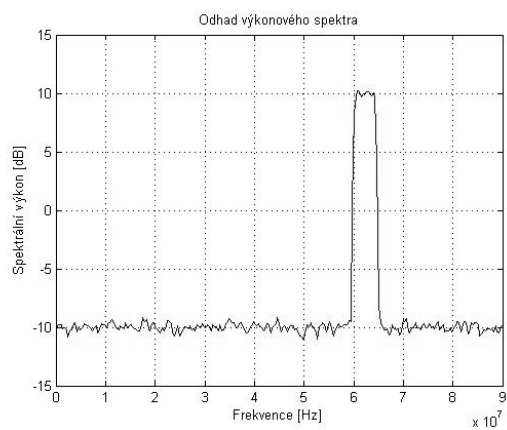
2. uživatel



3. uživatel



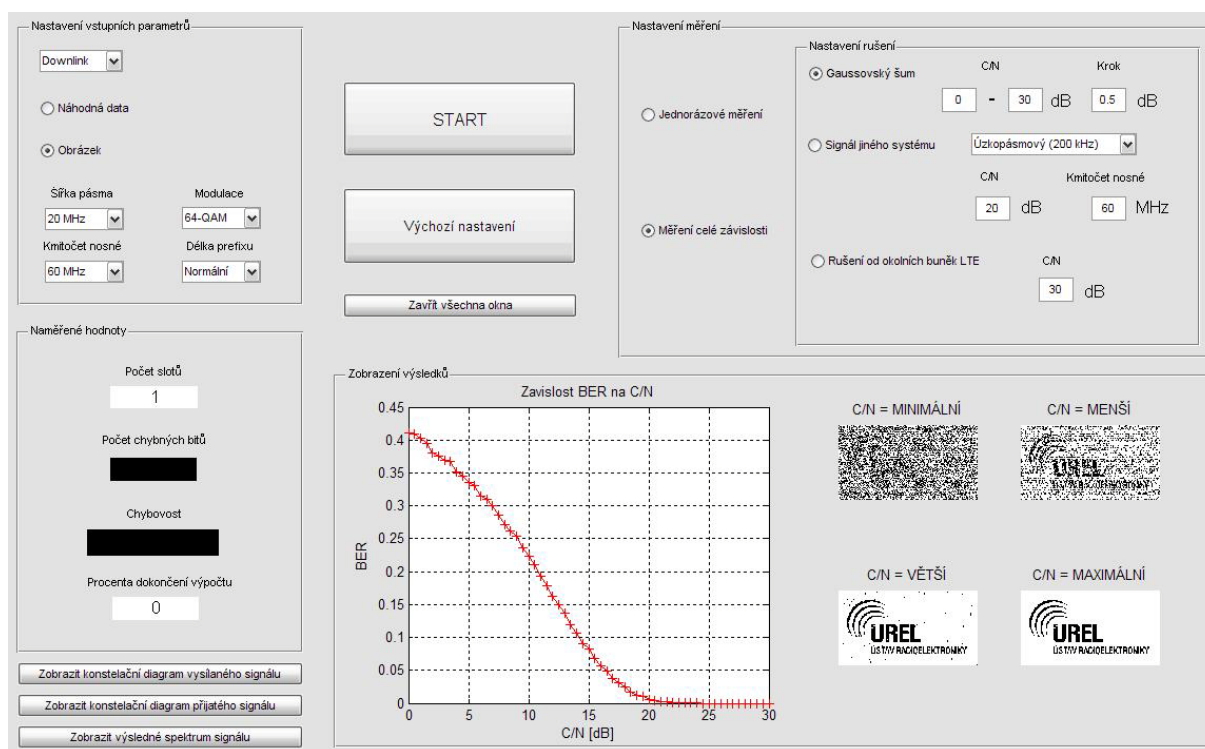
4. uživatel



Obrázek 8.5 Výkonová spektra čtyř uživatelů v lokalizovaném módu

9. Uživatelské prostředí

Vytvořit uživatelské rozhraní jsem se rozhodl z důvodu snazšího nastavení vstupních parametrů a přehlednosti zobrazení výstupních dat. Kladl jsem důraz na jednoduchost a přehlednost. Jelikož je program psán v prostředí Matlab, vytvořil jsem rozhraní v nástavbě Matlabu GUIDE. Toto rozhraní bylo vytvořeno ve verzi Matlabu R2008a a je zpětně kompatibilní s verzí R2007. Ve verzi R2006 bohužel spustit nelze. Hlavní m-file se skládá z nastavení uživatelského rozhraní, dále pak z nastavení simulace, z jednotlivých cyklů a volání hlavních funkcí a nakonec z vyhodnocení výstupních dat a zobrazení na panelu uživatelského rozhraní. Na obrázku 9.1 je zobrazen hlavní panel.



Obrázek 9.1 Uživatelské prostředí

Z obrázku 9.1 je patrné, že panel je rozdělen do pěti hlavních částí. V první části s názvem „Nastavení vstupních parametrů“ si uživatel může zvolit, jakými daty bude přenos simulovat. Na výběr je jednoduchý obrázek, na kterém jsou názorně vidět chyby přenosu, a další výběr umožňuje přenášet náhodná data se zadaným počtem bitů. Dalšími parametry přenosu, které lze nastavit, jsou směr přenosu (u uplinku i mód), šířka pásma, vnitřní modulace, kmitočet nosné vlny a délka prefixu.

Další část, ve které lze nastavit parametry simulace, je část nazvaná „Nastavení měření“, která obsahuje vnořenou část „Nastavení rušení“. Uživatel má možnost nastavit, zda chce měřit jednu hodnotu chybovosti při nastavení určitých

parametrů nebo může změřit celou charakteristiku. Jednotlivá rušení lze volit jednotlivě nebo všechny najednou.

Jednotlivá tlačítka na panelu slouží k obsluze simulace, případně k zobrazení dodatečných grafů.

Poslední dvě části se týkají zobrazení naměřených dat a grafů. „Naměřené hodnoty“ zobrazují, kolika sloty se vstupní data přenášejí a kolik procent celkového výpočtu je již provedeno. Při volbě „Jednorázové měření“ se také zobrazí počet chybných bitů a konečná chybovost. Pokud se měří celá charakteristika, jsou tato dvě poslední zmiňovaná okna černá – nemají v tu chvíli smysl. Ve druhé části „Zobrazení výsledků“ se uspořádání grafů, obrázků či naměřených dat liší, podle nastavení v prvních dvou částech panelu, kde se nastavují parametry přenosu a simulace.

U všech oken, ve kterých lze nastavit vlastní hodnotu parametru, je kontrola správnosti zadané hodnoty. Při chybném zadání a spuštění simulace se objeví varovná hláška s popisem chyby a chybný údaj se opraví (obrázek 9.2). Po spuštění simulace se zobrazí tlačítko „STOP“, kterým lze simulaci zastavit. Bohužel prostředí GUIDE nepodporuje ukončení obsluhy (podprogramu) spouštěcího tlačítka, a proto ukončení simulace není okamžité.



Obrázek 9.2 Chybové hlášení

10. Zpracování naměřených dat

10.1 Informace o měření dat

Protože Matlab nedokáže ze zdrojového souboru uživatelského prostředí zobrazit obsah proměnných, byla vytvořena verze bez tohoto prostředí. Zde již lze vyčítat hodnoty BER, které simulace vypočítala. Pro lepší znázornění byly grafy jednotlivých závislostí vytvořeny v programu Microsoft Excel, kde se snáze vytvoří několik křivek v jednom grafu apod.

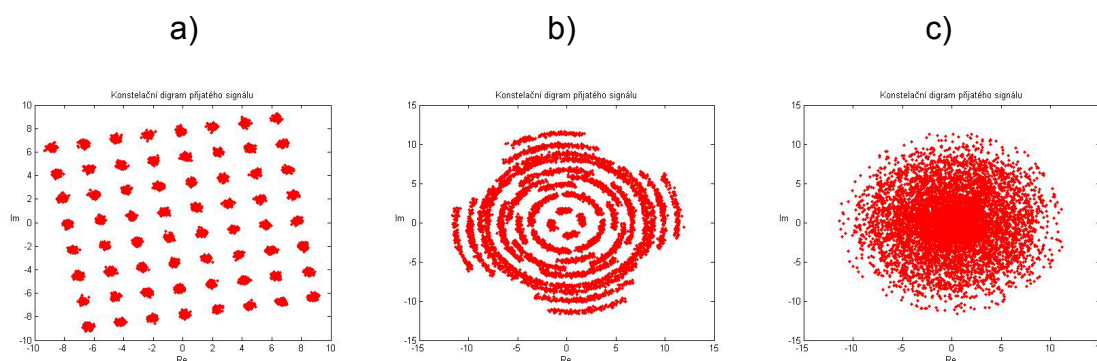
Zpracování naměřených dat je rozděleno do dvou částí a to podle směru přenosu, downlink a uplink. Všechna data byla získána ze simulace, ve které bylo použito jako vstupní data 300 tisíc náhodných bitů. Ve všech případech měření byla použita šířka pásma užitečného signálu 20 MHz (1200 datových nosných). Odstup užitečného signálu od rušícího C/N byl téměř ve všech měření nastavován v rozsahu <0;30> dB s krokem 0,5 dB.

10.2 Zpracování hodnot naměřených ve směru downlink

10.2.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu

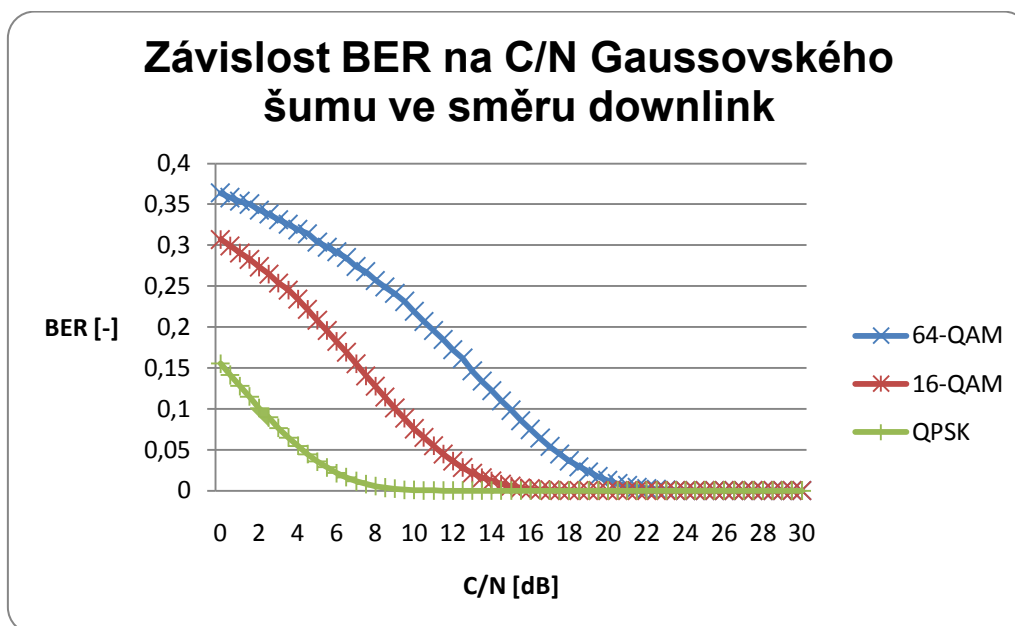
Jak už bylo napsáno v kapitole 8, simulace ke Gaussovskému šumu nepřidává rušení vlivem vícecestného šíření z toho důvodu, že pro systém LTE do této doby nebyla standardizována ekvalizace. A jak je patrné z obrázku 10.2.1.1, bez ekvalizace tato simulace nedokáže s vlivem vícecestného šíření korektně pracovat.

Na grafu 10.2.1.1 je znázorněna závislost chybovosti BER na odstupu užitečného signálu od Gaussovského šumu. Měření bylo provedeno od hodnoty C/N=0 dB až do C/N=30 dB a to pro všechny používané vnitřní modulace. Z grafu je patrné, že naměřené závislosti odpovídají teorii – signál s modulací QPSK je nejvíce odolný proti rušení.



Obrázek 10.2.1.1 Konstelační diagramy přijaté posloupnosti a) vektor zpoždění cest úniků=jednotky pikosekund, b) vektor zpoždění cest úniků =jednotky nanosekund, c) vektor zpoždění cest úniků =jednotky mikrosekund

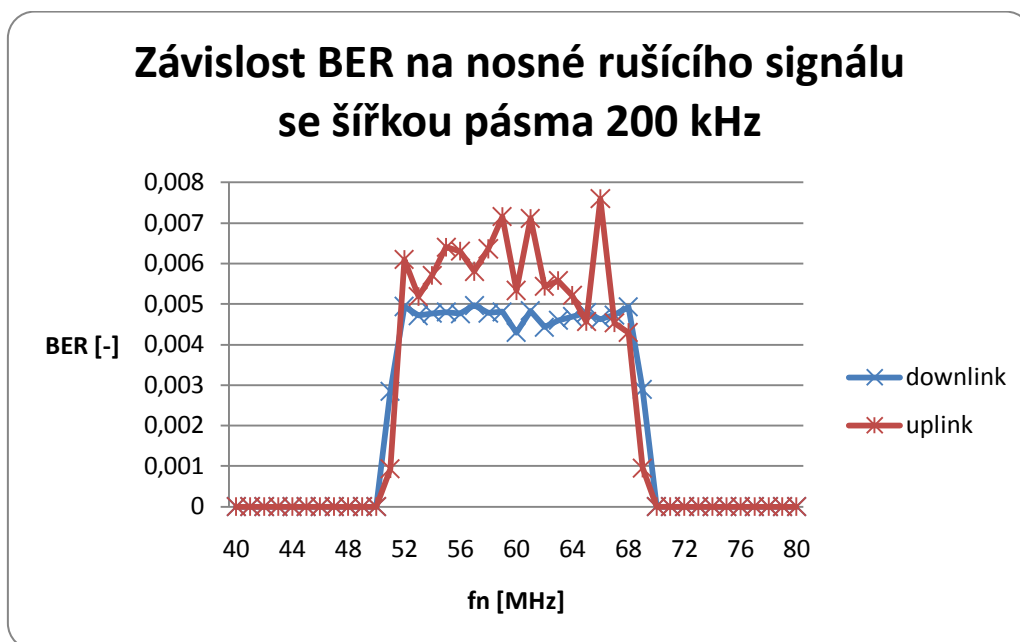
Graf 10.2.1.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu ve směru downlink



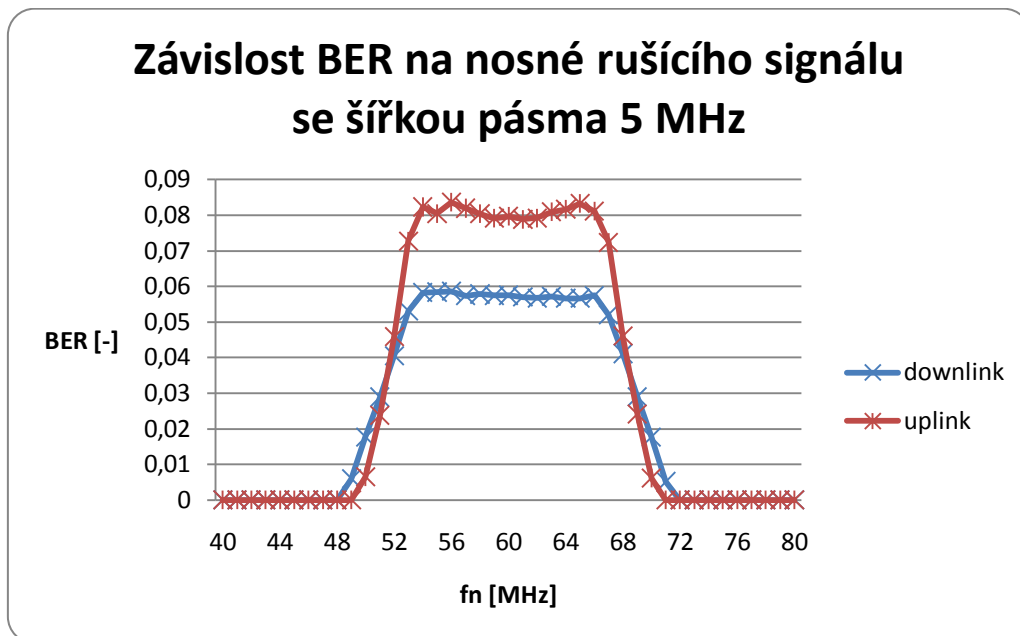
10.2.2 Závislost BER na C/N signálu jiného systému

Před měřením závislosti BER na C/N signálu jiného systému se nejprve proměřila jiná charakteristika. Signál jiného systému může mít v této simulaci šířku pásma 200 kHz nebo 5 MHz. Pro obě tyto šířky pásma byla změřena charakteristika, která zobrazuje závislost chybovosti BER na nosné signálu jiného systému. Charakteristiky jsou znázorněné v grafech 10.2.2.1 a 10.2.2.2. Při měření byla použita modulace 64-QAM, C/N signálu jiného systému byl roven 10 dB a C/N Gaussovského šumu byl nastaven na 30 dB – při této hodnotě byla chybovost BER=0 (viz. graf 10.2.1.1). Protože nosná užitečného signálu je rovna 60 MHz, byla frekvence nosné rušícího signálu měněna v rozsahu <40;80> MHz. Pro názornost je v grafech zobrazena závislost ve směru downlink i uplink.

Graf 10.2.2.1 Závislost BER na nosné signálu jiného systému se šířkou pásma 200 kHz

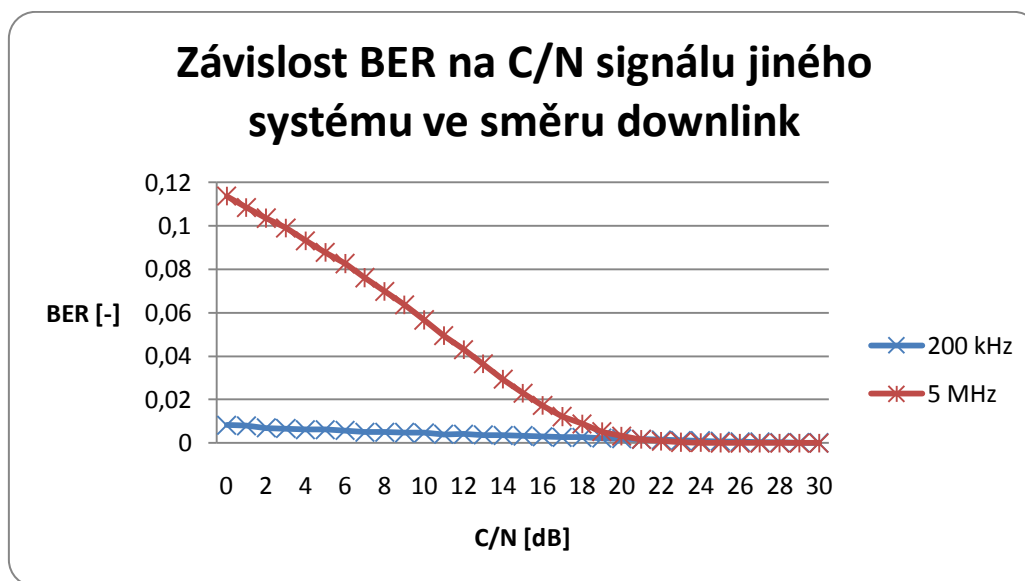


Graf 10.2.2.2 Závislost BER na nosné signálu jiného systému se šířkou pásma 5 MHz



Z výše uvedených grafů lze říci, že jakákoliv volba nosné frekvence rušícího signálu z rozsahu <55;65> MHz nebude mít vliv na měření závislosti BER na C/N signálu jiného systému (graf 10.2.2.3). Velké změny BER ve směru uplink v grafu 10.2.2.1 jsou způsobeny zejména malým měřítkem osy chybovosti (změny v tisícinách). Z grafů 10.2.2.3 a 10.3.2.1 si lze všimnout, že OFDMA u systému LTE ve směru downlink je v porovnání se SC-FDMA v uplinku v celém rozsahu C/N dostatečně odolný proti rušícímu signálu jiného systému. Hodnoty BER=0 ovšem dosahuje OFDMA až při vyšších hodnotách C/N.

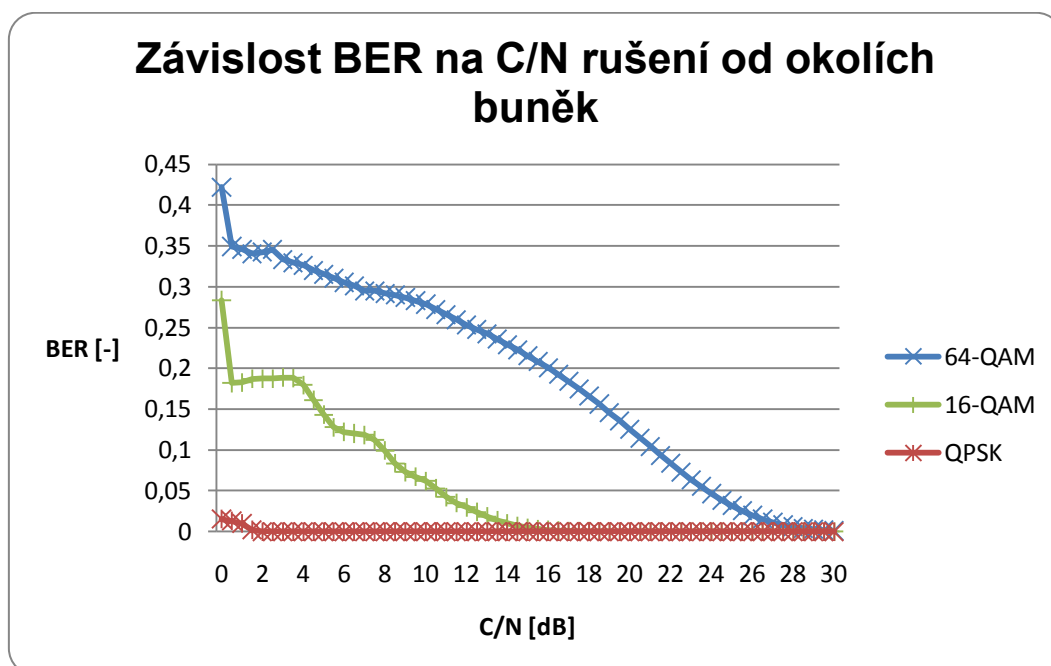
Graf 10.2.2.3 Závislost BER na C/N signálu jiného systému



10.2.3 Závislost BER na C/N rušení od okolních buněk

Při měření závislosti BER na C/N rušení od okolních buněk byl nastaven odstup užitečného signálu a Gaussovského šumu na C/N=30 dB. Pro měření této závislosti měly všechny okolní buňky nastaveny stejný výkon (v simulaci mají výkon náhodný (viz. kapitola 8). Tato závislost byla změřena pro všechny používané vnitřní modulace. Z grafu 10.2.3.1, který tuto závislost zobrazuje, je patrné, že pro bezchybný rychlý přenos je nutné dodržet odstup signálu měřené buňky a okolních buněk alespoň 30 dB.

Graf 10.2.3.1 Závislost BER na C/N rušení od okolních buněk

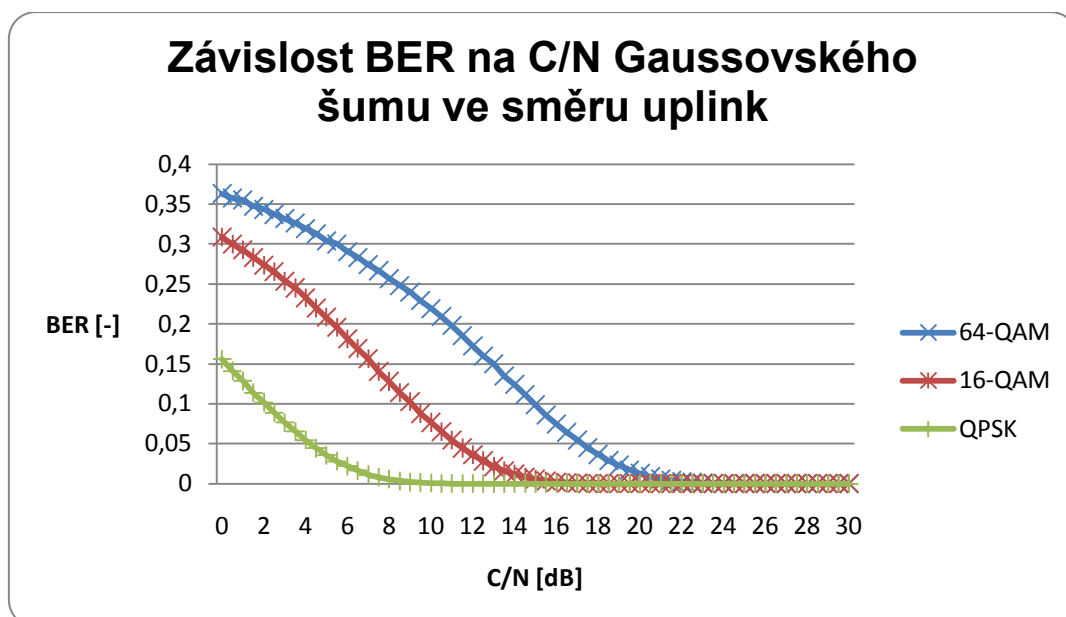


10.3 Zpracování hodnot naměřených ve směru uplink

10.3.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu

Závislost BER na C/N Gaussovského šumu je znázorněna na grafu 10.3.1.1. Poměr C/N se během měření měnil z rozsahu <0;30> dB. Výsledné hodnoty jsou podobné hodnotám naměřeným ve směru downlink.

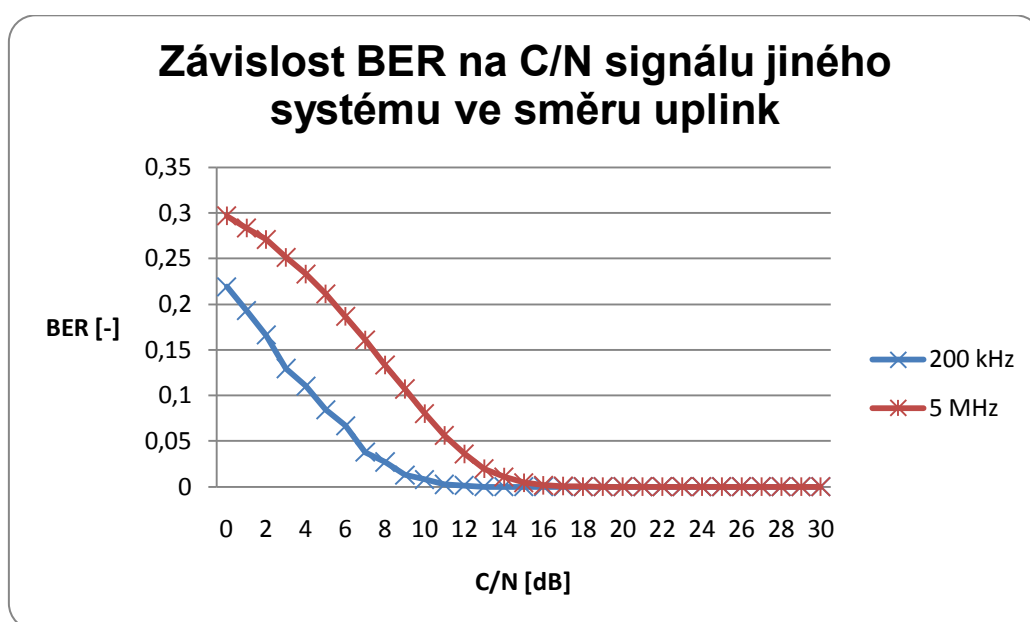
Graf 10.2.1.1 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu ve směru uplink



10.3.2 Závislost BER na C/N signálu jiného systému

Měření závislosti BER na C/N signálu jiného systému ve směru uplink (graf 10.3.2.1) bylo provedeno se stejnými parametry jako v kapitole 10.2.2 – krok hodnot C/N byl z důvodu výpočetní náročnosti zvýšen na 1 dB. Porovnáním grafů 10.2.2.3 a 10.3.2.1 lze zjistit, že systém LTE je ve směru uplink při horším C/N (2 dB) užitečného a rušícího signálu mnohem náchylnější než ve směru downlink. Ovšem C/N=2 dB je už hodně malá hodnota, při které systém nepracuje s vnitřní modulací 64-QAM, která byla nastavena v simulaci. Protože při hodnotách C/N>15 dB ve směru uplink je již BER=0, můžeme říci, že SC-FDMA je dostatečně odolné vůči rušícímu signálu jiného systému.

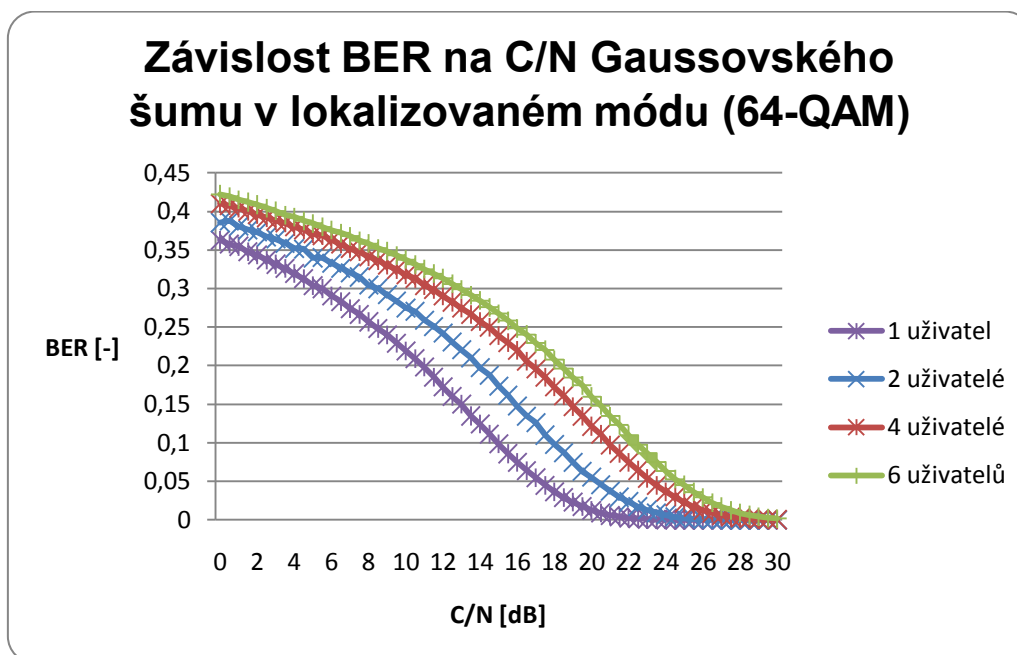
Graf 10.3.2.1 Závislost BER na C/N signálu jiného systému



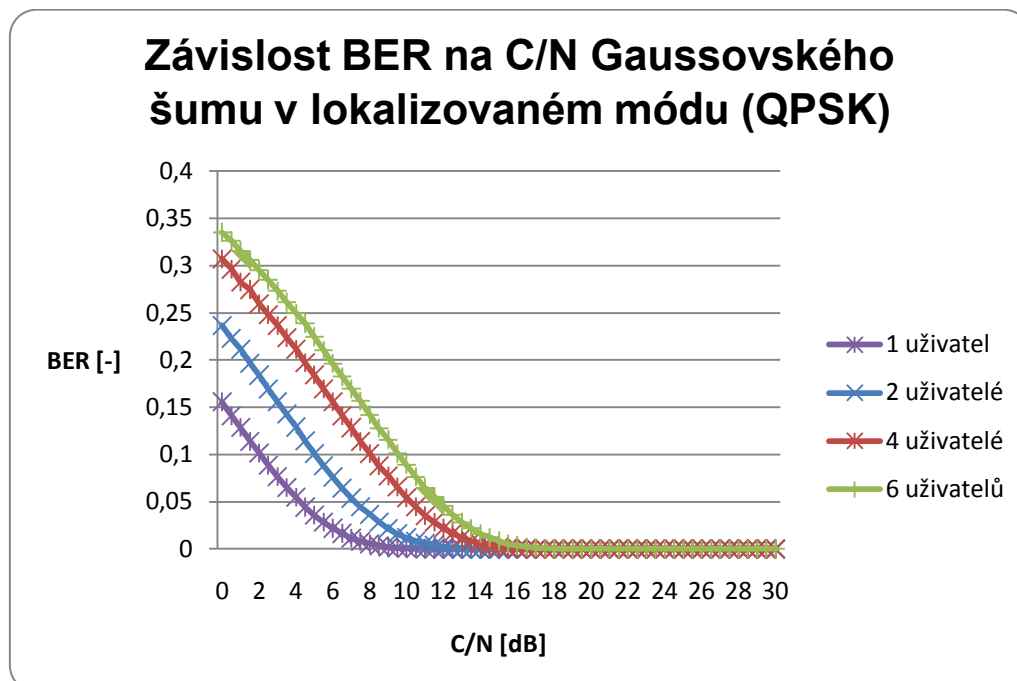
10.3.3 Závislost BER na C/N Gaussovského šumu – více uživatelů

Měření závislosti BER na C/N Gaussovského šumu ve směru uplink s více uživateli je rozděleno do dvou částí. V první části mají všichni uživatelé nastaven stejný výkon, ve druhé části mají výkon určený náhodně v určitém rozsahu. Závislosti jsou dále děleny dle použitého módu přiřazení uživatelů na subnosné a dle použité vnitřní modulace. Křivka např. pro šest uživatelů je průměrem všech šesti uživatelů – protože měli všichni uživatelé při měření stejný výkon, měli i chybovost BER zcela totožnou.

Graf 10.3.3.1 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (64-QAM)



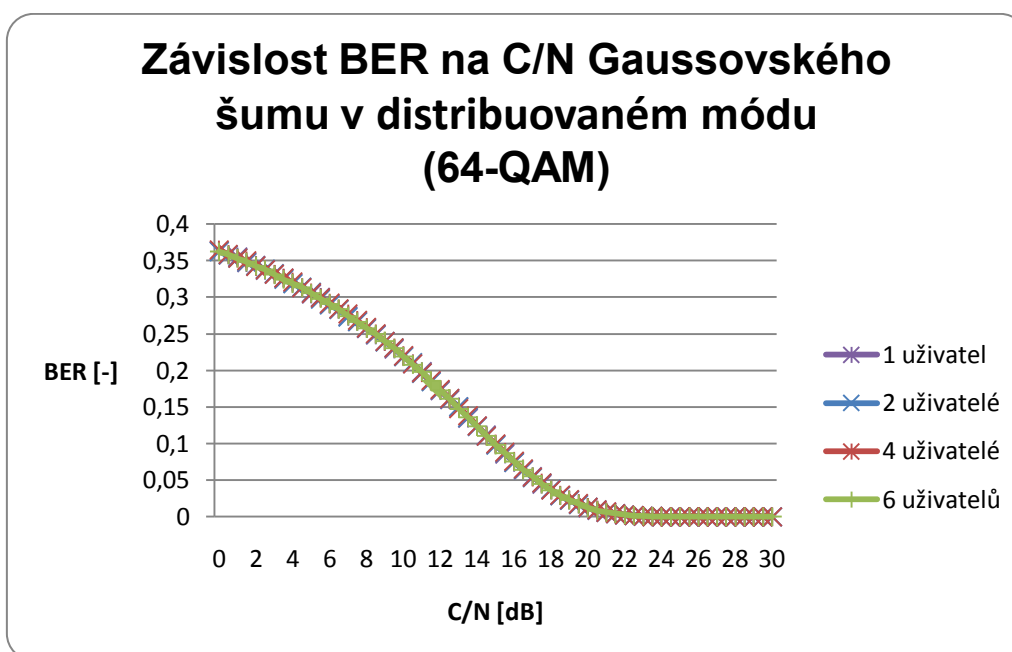
Graf 10.3.3.2 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (QPSK)



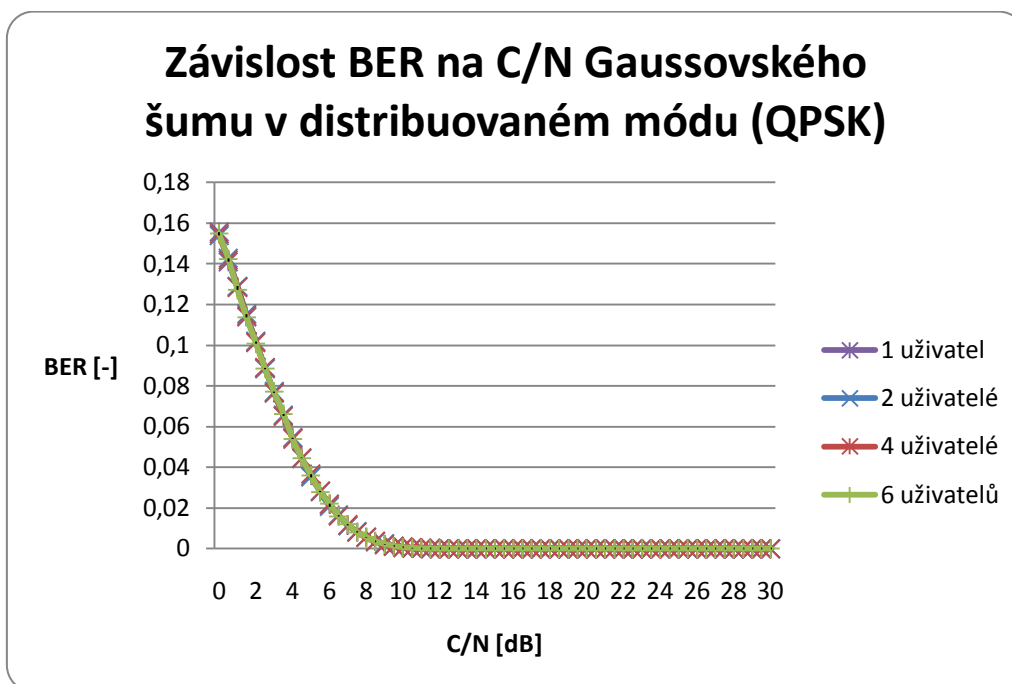
Z grafů 10.3.3.1 a 10.3.3.2 je patrné, že v lokalizovaném módu počet uživatelů ovlivní chybovost jednotlivých uživatelů. V lokalizovaném módu při použití vnitřní modulace 64-QAM je největší rozdíl chybovosti BER mezi jedním uživatelem a ostatními počty uživatelů při hodnotě $C/N=18$ dB.

Naopak v grafech 10.3.3.3 a 10.3.3.4 se jednotlivé křivky překrývají, což značí, že chybovost BER v distribuovaném módu je pro jednoho uživatele stejná jako pro více uživatelů.

Graf 10.3.3.3 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (64-QAM)



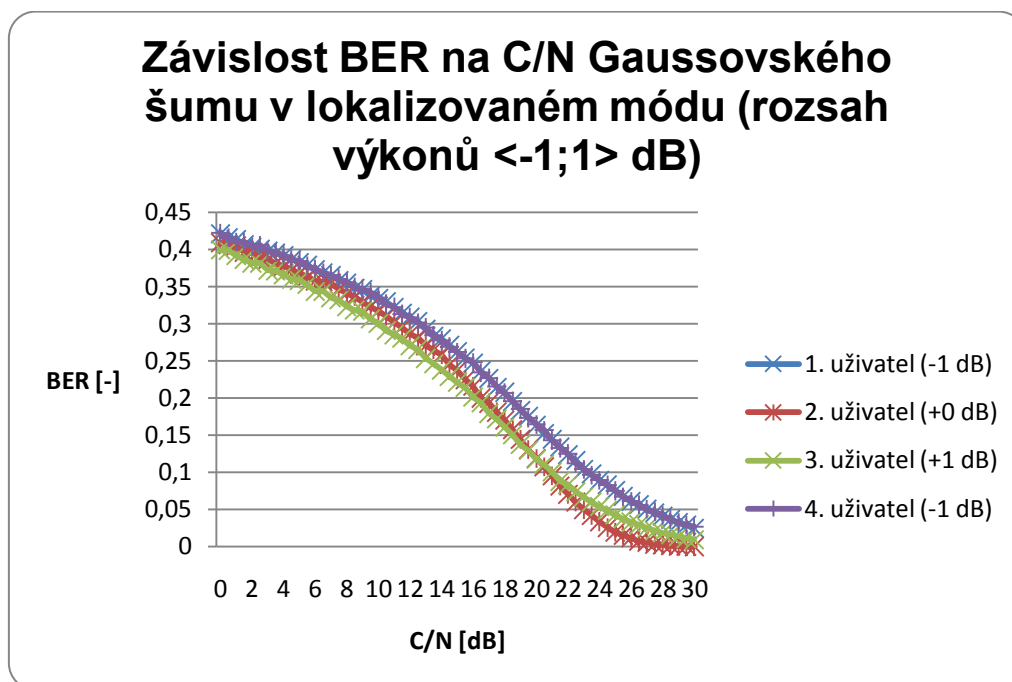
Graf 10.3.3.4 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (QPSK)



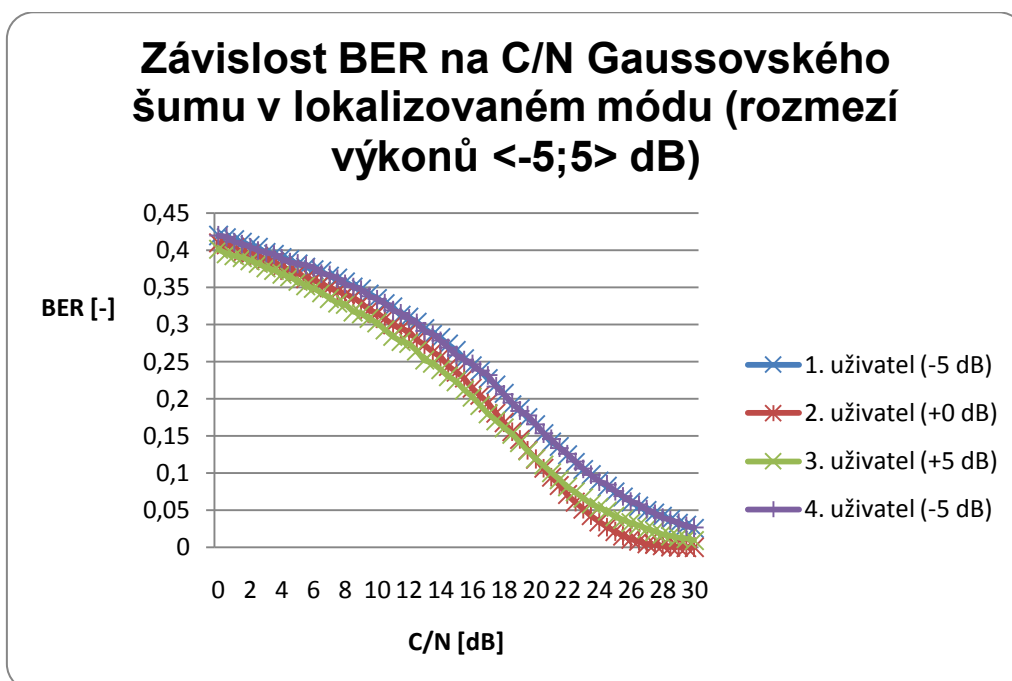
V následujících grafech 10.3.3.5, 10.3.3.6, 10.3.3.7 a 10.3.3.8 jsou znázorněny závislosti BER na C/N Gaussovského šumu v různých módech a při různých rozsazích výkonů jednotlivých uživatelů. Hodnoty v závorkách v legendě každého grafu značí, o kolik dB se liší výkon příslušného uživatele od nominální hodnoty.

Z následujících čtyř grafů je zřejmé, že největší chybovost BER mají vždy uživatelé s nižším výkonem než nominálním (1. a 4. uživatel). Ačkoliv má 2. uživatel nižší výkon než 3. uživatel, v konečném součtu má nižší chybovost. Rozdíly v grafech, ve kterých měli uživatelé větší výkonový rozsah, nejsou patrné. Rozdíly mezi grafy s módem lokalizovaným a distribuovaným jsou zapříčiněny již zmiňovaným faktem, že v distribuovaném režimu jsou chybovosti BER všeobecně nižší.

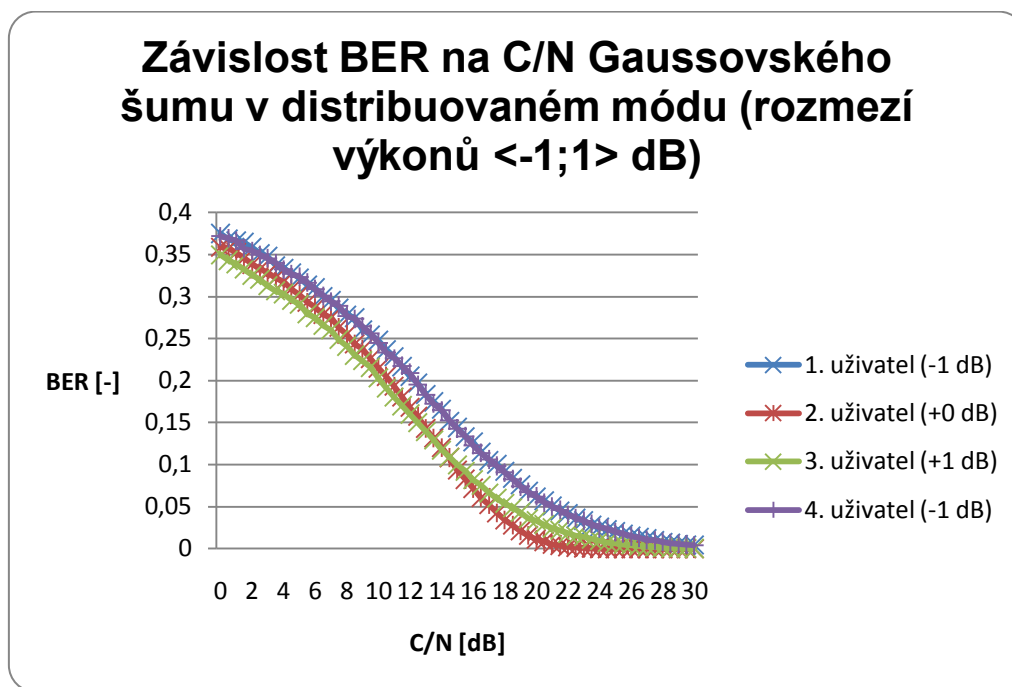
Graf 10.3.3.5 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (rozsah výkonů <-1;1> dB)



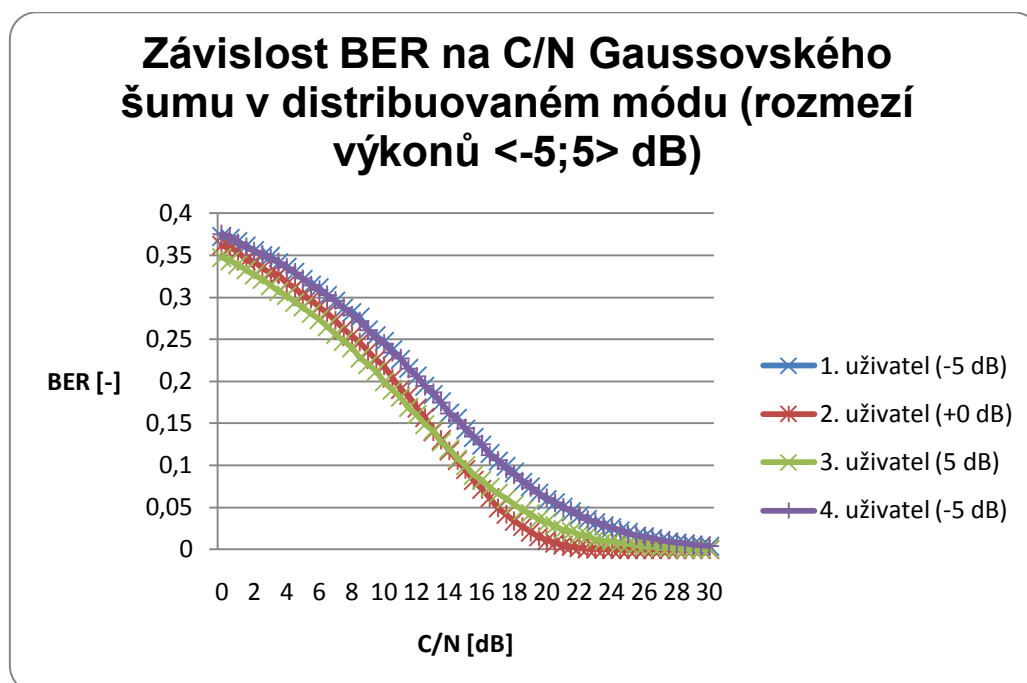
Graf 10.3.3.6 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v lokalizovaném módu (rozsah výkonů <-5;5> dB)



Graf 10.3.3.7 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (rozsah výkonů <-1;1> dB)



Graf 10.3.3.8 Závislost BER na C/N Závislost BER na C/N Gaussovského šumu v distribuovaném módu (rozsah výkonů <-5;5> dB)



11. Závěr

Cílem diplomové práce bylo seznámit se s architekturou a zpracováním signálu v systémech využívajících vysokorychlostní bezdrátové technologie LTE. V práci jsou popsány základní informace o LTE, podrobněji pak fyzická vrstva systému. V další kapitole jsou popsány hlavní novinky 3GPP vydání. Pro srovnání systému LTE byl vybrán systém WiMAX mobile. V této kapitole jsou uvedeny základní informace o systému WiMAX mobile a srovnání obou systémů hlavně na úrovni fyzické vrstvy. Práce obsahuje i informace o testování LTE v reálném provozu.

Hlavním úkolem bylo však v prostředí MATLAB vytvořit model systému LTE, umožňující simulaci přenosu signálu v rádiovém prostředí a vyhodnocení chybovosti BER přijímaného signálu v závislosti na poměru C/N. Nejprve byl vytvořen model systému bez rádiového kanálu, a potom se postupně další prvky simulace přidávaly. Pro snazší nastavení jednotlivých parametrů přenosu a druhu rušení užitečného signálu bylo vytvořeno uživatelské prostředí. Toto prostředí obsahuje ovládání celé simulace a zobrazení naměřených hodnot a závislostí. V simulaci je možné nastavit rušení Gaussovským šumem, signálem jiného systému, rušení od okolních buněk ve směru downlink, rušení od ostatních uživatelů sítě ve směru uplink. Z důvodu nedokončení standardizace systému LTE, nebyla použita ekvalizace (není zřejmé, která ekvalizace se bude používat), a proto tato simulace neumožňuje zkoumat vliv vícecestného rušení signálu. Simulace je naprogramována tak, aby bylo do budoucna co nejsnazší upravit jakékoliv parametry přenosu i simulace samotné.

Poslední částí práce bylo měření závislostí chybovosti BER na C/N užitečného signálu a různých výše popsaných rušících vlivů. Měřením byly zjištěny tyto výsledky. Ve směru downlink i uplink byly naměřeny podobné hodnoty BER v závislosti na C/N užitečného signálu a Gaussovského šumu a to při všech třech používaných vnitřních modulacích. Při rušení signálem jiného systému je signál na uplinku odolný proti tomuto rušení až od C/N=15 dB. Do této hodnoty C/N je chybovost BER velká. Na downlinku je tomu jinak. V celém rozsahu C/N je chybovost BER nízká. Aby signál měřené buňky nebyl ovlivňován signálem z okolních buněk, musí být odstup mezi těmito signály alespoň C/N=30 dB. Ze dvou módů používaných u systému LTE ve směru uplink je distribuovaný mód odolnější proti rušení od ostatních uživatelů sítě než mód lokalizovaný. Poslední měření se zaměřovalo na vliv uživatele s vyšším vysílacím výkonem na ostatní uživatele sítě. Nejhorší hodnotu BER měli uživatelé s nejnižší hodnotou výkonu. Naopak nejlepší hodnotu chybovosti BER měl uživatel s nominální hodnotou. Uživatel s nejvyšší hodnotou výkonu, měl BER o něco málo větší. Rozdíly v grafech, ve kterých měli uživatelé větší výkonový rozsah, nejsou patrné.

Jak už bylo v práci několikrát zmíněno, simulace postrádá ekvalizaci, a proto nemohl být brán zřetel na vliv vícecestného šíření signálu. Implementace ekvalizace do programu simulace by neměla být komplikovaná. Po tomto přidání by simulace jistě dokázala měřit další zajímavé závislosti. Například vliv rolloff faktoru na výsledné C/I a na velikost hodnoty PAPR.

12. Použitá literatura

- [1] 3GPP TS 36.300 V8.5.0. Nalézt lze na: <<http://www.3gpp.org>>
- [2] *EDGE, HSPA and LTE : The Mobile Broadband Advantage*.
Nalézt lze na: <http://www.3gamericas.org/pdfs/2007_Rysavy_091007.pdf>
- [3] *Porovnání SC-FDMA a OFDMA*.
Nalézt lze na: <<http://knol.google.com/k/patrick-zandl/porovnn-sc-fdma-aofdma/6jec9w6ooix6/6#>>>
- [4] *WiMAX, LTE a NGMN*.
Nalézt lze na: <http://www.wimax.cz/index.php?option=com_content&task=view&id=227&Itemid=33>
- [5] *WiMAX - stručně o bezdrátové technologii 3. Generace*. Nalézt lze na:
< <http://www.damovo.cz/wimax.php> >
- [6] *WiMAX Forum*. Nalézt lze na:
< http://en.wikipedia.org/wiki/WiMAX#WiMAX_Forum >
- [7] Gessner, C., *UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction*, 3.2007.
Nalézt lze na: <http://www.3g4g.co.uk/Lte/Tutorials/RandS_WP_LTE.pdf>
- [8] *Zkusili jsme LTE, aneb 50 megabitů vzduchem*. Nalézt lze na:
<<http://www.mobilmania.cz/default.aspx?section=21&server=1&article=1120620>>
- [9] Žalud V., *Příští vývoj mobilní komunikace*. Nalézt lze na:
< <http://radio.feld.cvut.cz/courses/X37MBS/materialy.php> >
- [10] *Single Carrier FDMA*. Nalézt lze na:
< <http://singlecarrierfdma.com/default.aspx> >
- [11] Ekstrom, H.; Furuskar, A.; Karlsson, J.; Meyer, M.; Parkvall, S.; Torsner, J.; Wahlqvist, M., *Technical solutions for the 3G long-term evolution*, Communications Magazine IEEE, Nalézt lze na:
<<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F35%2F33764%2F01607864.pdf&authDecision=-203>>

Seznam použitých zkratek:

16-QAM	16-Quadrature Amplitude Modulation
3GPP	3rd Generation Partner Project
64-QAM	64-Quadrature Amplitude Modulation
AMC	Adaptive Modulation and Coding
BS	Basic station
CDMA	Code Division Multiple Access
CDS	Channel Dependent Scheduling
CP	Cyclic Prefix
DL	Downlink
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	Digital Signal Processing
DwPTS	Downlink Pilot Time Slot
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EUDCH	Enhanced Uplink for Dedicated Channels
EV-DO	Evolution-Data Only
FDD	Frequency Division Duplex
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GP	Guard Period
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IFDMA	Interleaved Frequency Division Multiple Access
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
LFDMA	Localized Frequency Division Multiple Access
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MS	Mobile Station
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak to Average Power Ratio
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SC-FDMA	Single Carrier-Frequency Division Multiple Access
SDR	Software-Defined Radio
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access

TTI	Transmission Time Interval
UL	Uplink
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot
VoIP	Voice over Internet Protocol
W-CDMA	Wideband-Code Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access